

論文 / 著書情報
Article / Book Information

題目(和文)	光ファイバ分布型音響センサの応用に関する研究
Title(English)	
著者(和文)	有岡孝祐
Author(English)	Takahiro Arioka
出典(和文)	学位:博士(工学), 学位授与機関:東京工業大学, 報告番号:甲第12450号, 授与年月日:2023年3月26日, 学位の種別:課程博士, 審査員:中村 健太郎,徳田 崇,沖野 晃俊,宮本 智之,西村 康志郎
Citation(English)	Degree:Doctor (Engineering), Conferring organization: Tokyo Institute of Technology, Report number:甲第12450号, Conferred date:2023/3/26, Degree Type:Course doctor, Examiner:,,,,
学位種別(和文)	博士論文
Type(English)	Doctoral Thesis

東京工業大学

博士論文

光ファイバ分布型音響センサの応用に関する研究



2023 年 2 月

工学院 電気電子系 ライフエンジニアリングコース

有岡 孝祐

目次

第1章 序論	5
1.1 研究の背景	5
1.2 研究の目的	7
1.3 本論文の構成	8
1.4 参考文献	8
1.5 本論文で扱う記号	10
第2章 光ファイバセンサ技術および研究	13
2.1 光ファイバ	13
2.2 光ファイバセンサ	15
2.3 光ファイバにおける光の散乱と干渉	18
2.4 光ファイバ分布型音響センサ	21
2.5 光ファイバ分布型音響センサの応答	28
(1) 光パルスの長さとはゲージ長	28
(2) 光ファイバの敷設方位	31
(3) 光ファイバケーブルと地面のカップリング	32
2.6 光ファイバ分布型音響センサを用いた応用技術と課題	33
2.7 本研究の位置づけ	33
2.8 参考文献	33
第3章 DAS におけるノイズの低減	36
3.1 光ファイバセンサにおけるノイズ	36
(1) 熱雑音	36
(2) ショット雑音	36
(3) レーザ光の揺らぎ、コヒーレンス	37
(4) フェージング雑音	37
(5) 光増幅器による雑音	37
(6) 非線形光学効果	40
3.2 DAS におけるノイズ	41
3.3 DAS における光増幅器を用いた既存研究	43
3.4 双方向光増幅器を用いたノイズ低減実験	43
3.5 双方向光増幅器を用いた DAS システムの設計	51
3.6 まとめ	53
3.7 参考文献	54
第4章 DAS データにおける異常検知手法検討	56
4.1 既存研究と本研究で考察する手法	56

4.2 限定的な帯域のスペクトル強度分布におけるハフ変換	57
4.3 F-k 空間図における畳み込みニューラルネットワーク	59
4.4 まとめ	62
4.5 参考文献	62
第 5 章 海底光ケーブルを用いた地震観測	64
5.1 DAS を用いた海底地震観測の適用性	64
5.2 三陸沖海底光ケーブルを用いたフィールドテスト	66
5.3 取得した DAS データと解析	67
(1) 地震	68
(2) T 波	70
(3) 脈動	71
(4) 船	72
(5) その他の振動	73
5.4 ハフ変換による地震検知	74
5.5 畳み込みニューラルネットワークによる地震検知	80
5.6 手法の比較	89
5.7 まとめ	97
5.8 参考文献	98
第 6 章 結論および今後の課題	100
6.1 結論	100
6.2 今後の課題	101
付録について	102
付録 1 建築物の既存光ファイバを用いた DAS による地震観測	103
付録 2 DAS を利用したマイクロフォンアレイによる音源定位実験	108
関連発表	116
謝辞	117

第1章 序論

1.1 研究の背景

近年、地震や台風などの自然災害の被害が甚大化している。また社会情勢の変化から重要設備へのテロや破壊工作に対する監視が求められている。図 1.1 に日本における土砂災害の発生件数の推移を示す^{1.1)}。また図 1.2 に 2000 年以降の日本における災害の一例を示す^{1.2)}。

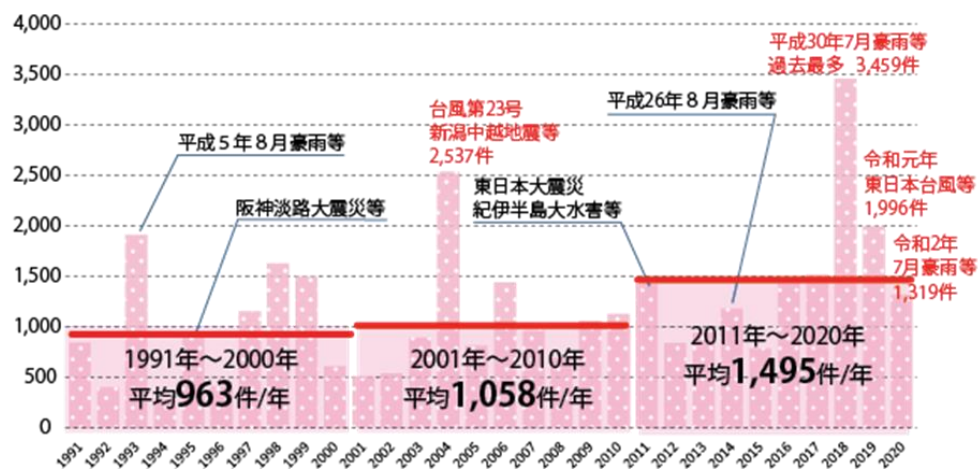


図 1.1 日本における土砂災害の発生件数の推移^{1.1)}



図 1.2 日本における災害の一例^{1.2)}

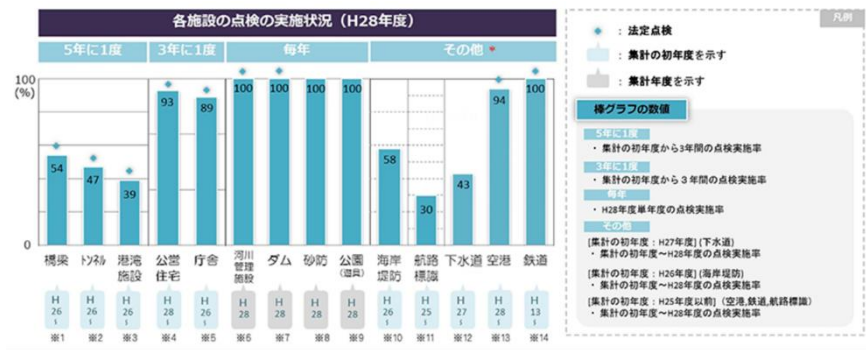
しかしながら特に日本では高齢化と少子化による技術者の減少、人手不足が大きな社会問題となっており、上記のような問題への対応が難しくなっている。さらにインフラの老朽化により監視が必要な設備も増えているという課題もある。図 1.3 に日本における建設後 50

年以上経過する社会資本の割合を示す^{1.3)}。また図 1.4 に日本における平成 28 年度の各施設の点検の実施状況を示す^{1.4)}。

	2018年3月	2023年3月	2033年3月
道路橋 〔約 7 3 万橋注1〕（橋長 2 m 以上の橋）	約 2 5 %	約 3 9 %	約 6 3 %
トンネル 〔約 1 万 1 千本注2〕	約 2 0 %	約 2 7 %	約 4 2 %
河川管理施設（水門等） 〔約 1 万施設注3〕	約 3 2 %	約 4 2 %	約 6 2 %
下水道管きょ 〔総延長：約 4 7 万 k m 注4〕	約 4 %	約 8 %	約 2 1 %
港湾岸壁 〔約 5 千施設注5〕（水深－4. 5 m 以深）	約 1 7 %	約 3 2 %	約 5 8 %

注1) 建設年度不明橋梁の約23万橋については、割合の算出にあたり除いている。
注2) 建設年度不明トンネルの約400本については、割合の算出にあたり除いている。
注3) 国管理の施設のみ。建設年度が不明な約1,00施設を含む。（50年以内に整備された施設については概ね記録が存在していることから、建設年度が不明な施設は約50年以上経過した施設として整理している。）
注4) 建設年度が不明な約2万 k m を含む。（30年以内に布設された管きょについては概ね記録が存在していることから、建設年度が不明な施設は約30年以上経過した施設として整理し、記録が確認できる経過年数毎の整備延長割合により不明な施設の整備延長を按分し、計上している。）
注5) 建設年度不明岸壁の約100施設については、割合の算出にあたり除いている。

図 1.3 日本における建設後 50 年以上経過する社会資本の割合^{1.3)}



※1 道路法に規定する道路における橋梁。点検対象総数723,495橋（平成26年12月31日時点）
※2 道路法に規定する道路におけるトンネル。点検対象総数10,878箇所（平成26年12月31日時点）
※3 主要な港湾施設（係留施設、外郭施設、臨港交通施設）に限る。点検対象総数約43,000施設。
※4 建築基準法に基づく点検（敷地・構造に限る）の対象施設。点検対象施設を有する605（被災3県・熊本県及び県内市町村を除く）事業主体の実施状況。
※5 建築基準法等に基づく点検（敷地・構造に限る）の対象施設。点検対象総数5,652施設。
※6 河川堤防を除く河川管理施設（可動堰、閘門、水門、揚排水機場の取排水口、樋門・樋管、陸開等）。点検対象総数29,133施設。
※7 河川管理施設のダム。点検対象総数556施設。
※8 砂防関係施設（砂防設備、地すべり防止施設）について、個別施設計画に基づく点検を実施した直轄砂防事業施工箇所の割合。直轄砂防事業施工箇所44箇所。その他、47都道府県のうち約62%の地方公共団体において、個別施設計画に基づく点検を実施している。
※9 遊具が設置されている都市公園。点検対象公園数82,848箇所。
※10 国土交通省所管における長寿命化計画策定対象の地区海岸の海岸堤防等（堤防・護岸・胸壁）。点検対象総延長約5,700km。
※11 航路標識（灯台、灯標等）の鉄筋コンクリート造に限る。点検対象総数2,400基。平成35年度までに完了予定）
※12 事業計画に基づき定期点検を実施している地方公共団体の割合。
※13 空港土木施設（滑走路、誘導路、エプロン）に限る。点検対象空港等数114施設。
※14 技術基準省令（平成13年度施行）に基づき定期検査を実施している鉄道構造物等。点検対象総数188事業者。

図 1.4 日本における平成 28 年度の各施設の点検の実施状況^{1.4)}

これらの社会課題に対して、広範囲を監視でき、自動で異常を検知するようなシステムが

必要とされている。現在 IoT (Internet of Things)や監視カメラの普及により様々な情報が取得され、ビッグデータ解析や AI (Artificial Intelligence)、機械学習による異常検知が行われるようになった。特に橋や壁面のひび割れ、腐食、破断などに対して、ドローンカメラや LiDAR (Light Detection and Ranging)によるスキャンニングと画像診断、振動計やひずみ計による常時監視と異常検知など、実用化に向けて技術開発が進められている^{1.5)1.6)}。大きなインフラ設備を監視するためには、カメラや LiDAR のような広範囲の情報、もしくは多点のセンサネットワークが必要になる。カメラや LiDAR で対応しきれないような用途や環境では、ポイントセンサを無線通信によりデータを収集し、クラウドで管理することで敷設コストやデータ管理の煩雑さを解消するようなシステムが提案されている^{1.7)}。

光ファイバ分布型音響センサ DAS (Distributed Acoustic Sensor)は光ファイバの伸縮を数 m 毎に取得できるため、2000 年代頃から石油などの掘削のための VSP (Vertical Seismic Profile) に利用されてきた^{1.8)}。昨今の光通信技術の発展に伴い、DAS の長距離化、精度向上が図られている。その結果、侵入検知や地震観測、電車や車の交通量監視など DAS を社会実装するための応用研究が盛んに行われている。表 1.1-1 に DAS と無線センサネットワークの特徴を比較した。DAS のメリットとしては、給電が不要で通信とセンサが 1 本の光ファイバにより行われるため、敷設とメンテナンスのコストが少なく済むことや、電磁波の干渉を受けず、被覆によっては高温や耐薬、水圧環境にも耐えうるという点がある。

表 1.1-1 DAS と無線センサネットワークの特徴比較^{1.9)}

	DAS	無線センサネットワーク (ZigBee)
耐用年数	約 20 年(光ファイバ)	数年 (電池寿命)
最大接続数	10,000/本～	64,000
接続遅延時間	(光ファイバ長/光速) s	30 ms
通信距離	～50 km	30–100 m
伝送レート	数百 Mbps/本	250 kbps

1.2 研究の目的

本研究では広範囲を監視し、自動で異常を検知するシステムの中でも、特に他センサネットワークに比べて DAS の長所を活かすことができる海底地震の観測を目的とした DAS システムの社会実装を目指し、社会実装に向けた課題を考え解決方法を検討する。DAS はメンテナンス性やコストの観点から海底ケーブルを用いた次世代の地震観測網として期待されている。社会実装に向けた課題として、長距離でのノイズ、膨大なデータの処理、最適な異常検知手法が挙げられる。本稿ではそれらについて検討した結果について述べる。また実際の海底光ケーブルを用いて DAS による地震観測を行い、得られたデータについて異常検知手法を適用し、有用性を確認した。

1.3 本論文の構成

第1章では、本研究の背景および目的、本論文の構成について述べた。

第2章では、光ファイバと光ファイバセンサの従来技術や既往の研究についてまとめた。
さらに DAS の構成や応用研究についてまとめ、本研究の位置づけについて述べる。

第3章では、DAS におけるノイズについて考察し、光増幅器による実験結果について述べる。

第4章では、本研究で開発した DAS データにおける異常検知手法について述べる。

第5章では、海底光ケーブルを用いた地震観測を行い、開発した異常検知手法の適用性検証を行い、従来の地震観測システムとの比較について述べる。

第6章では、本研究で得られた成果をまとめる共に、今後の課題について述べる

図 1.3-1 に本論文の構成を図示する。

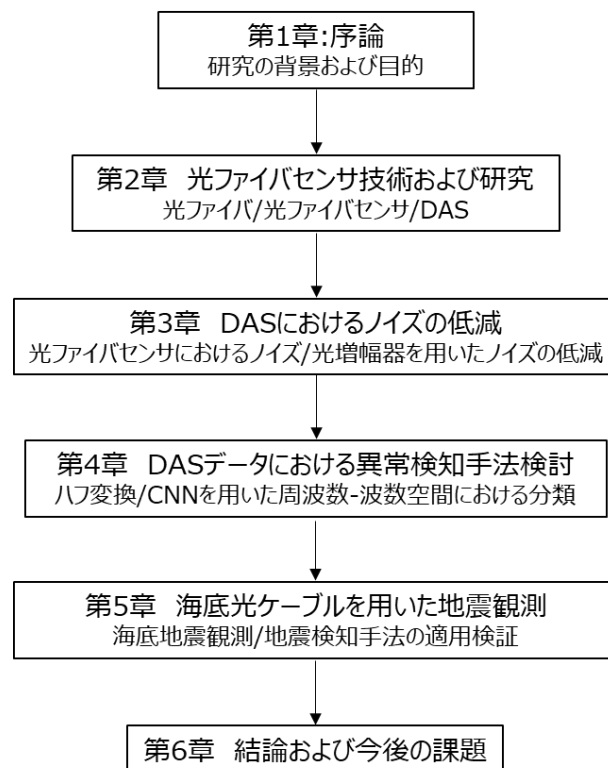


図 1.3-1 本論文の構成

1.4 参考文献

1.1) 国土交通省 近年顕在化した課題

<https://www.mlit.go.jp/hakusyo/mlit/r02/hakusho/r03/html/n1222000.html> cited Jan. 3rd, 2023.

1.2) 国土交通省 自然災害の頻発・激甚化

<https://www.mlit.go.jp/hakusyo/mlit/r01/hakusho/r02/html/n1115000.html> cited Jan. 3rd, 2023.

1.3) 国土交通省 社会資本の老朽化の現状と将来

https://www.mlit.go.jp/sogoseisaku/maintenance/02research/02_01.html cited Jan. 3rd, 2023.

1.4) 国土交通省 点検の実施状況

https://www.mlit.go.jp/sogoseisaku/maintenance/02research/02_02.html cited Jan. 3rd, 2023.

1.5) 国土交通省 維持管理での ICT 導入の現状と課題

<https://www.mlit.go.jp/common/001198223.pdf> cited Jan. 3rd, 2023.

1.6) 国土交通省 インフラ分野の DX に向けた取組紹介

https://www.mlit.go.jp/tec/content/200729_03-2.pdf cited Jan. 3rd, 2023.

1.7) NTT Data 社会インフラ維持管理における I o T 化の取組

https://www.soumu.go.jp/main_content/000486548.pdf cited Jan. 3rd, 2023.

1.8) A. H. Hartog, *An introduction to distributed optical fiber sensor*, CRC Press, Taylor & Francis Group (2018).

1.9) 電子情報通信学会「知識ベース」 4 群-5 編-3 章 3-7 センサネットワーク標準化例

https://www.ieice-hbkb.org/files/04/04gun_05hen_03.pdf cited Jan. 3rd 2023.

1.5 本論文で扱う記号

以下に本論文で扱う記号と説明を以下にまとめた。

記号	単位	物理量・定義
$\langle n \rangle$		光増幅器の出力平均光子数
$\langle N \rangle$		光バンドパスフィルタ後の出力平均光子数
$\langle n_0 \rangle$		信号光の光子数
A		振幅
B_R	Hz	受光器の帯域幅
c	m/s	光速 (3.00×10^8)
E		光波
E_L		局所発信光
E_s		信号光
F		増幅器の雑音指数
$f_{\max}$	Hz	最大測定周波数
f_s	Hz	パルス周波数 測定周波数
FWHM	m	半値幅
G	m	ゲージ長
g	m/s^2	重力加速度
G_a		光増幅器の利得
G_b		帰路の光増幅器の利得
G_i		順路の光増幅器の利得
H		ヘヴィサイドの階段関数
h	m	水深
I	A	受光器の出力
I'	A	ビート信号の出力
$\mathfrak{F}$		フーリエ変換
I_d	A	暗電流
I_I	A	I 信号電流
I_L	A	局所発信光の光電流
I_Q	A	Q 信号電流
i_s	A	ショット雑音における電流
i_T	A	熱雑音により発生する電流
K_{as}		アンチストークス光の散乱強度に関する定数
k_B	$\text{m}^2\text{kg/s}^2\text{K}$	ボルツマン定数 (1.38×10^{-23})

記号	単位	物理量・定義
K_s		ストークス光の散乱強度に関する定数
L	m	光ファイバの長さ
L_c	m	コヒーレンス長
$L_{\max}$	m	最大測定可能距離
n		屈折率
N_0		入射する光子数
N_1		基底状態の原子密度
N_2		励起状態の原子密度
N_f		光源の光強度の揺らぎ
N_s	W	ショット雑音電力
n_{sp}		自然放出係数、反転分布パラメータ
N_{sp}	W	自然放出光の雑音電力
N_T	W	熱雑音電力
P	W	平均光強度
P_B	W	受光器に入るビート信号電力
p_{ij}		ポッケルス係数
P_L	W	局所発信光の光強度
P_s	W	後方レイリー散乱光強度
q	C	電子電荷 (-1.60×10^{-19})
R_G		ゲージ長の波数応答
RIN		相対強度雑音
R_L	Ω	負荷抵抗
R_p		光パルスの波数応答
SNR		信号雑音比
T	K	温度
t	s	時間
T_s	K	固化温度
v	m/s	光ファイバの伸長速度
z'	m	光増幅器間の距離
α	dB/m	光ファイバの伝送損失
β		等温圧縮率
Γ	rad	光ファイバに対する地震波の入射角
γ		入射光に対する後方レイリー散乱係数

記号	単位	物理量・定義
δ		ディラックのデルタ関数
Δf	Hz	光バンドパスフィルタの帯域幅
ΔL	m	ファイバ長の変化
Δn		屈折率の変化
δn		光弾性効果による屈折率変化
ΔT	K	温度変化
$\Delta \nu$	Hz	光源のスペクトル幅
$\Delta \phi$	rad	2つの光の位相差変化
ε		ひずみ
ζ		光ファイバの光量損失
θ	rad	位相
θ_L	rad	局所発信光の位相
θ_s	rad	信号光の位相
λ	m	波長
λ_{as}	m	アンチストークス光の波長
λ_s	m	ストークス光の波長
μ		ガウシアンノイズの平均値
ν_p		ボアソン比
ν_R	1/m	ラマンシフト
ξ		弾性係数を考慮したスケール因子(≈ 0.78)
σ		ガウシアンノイズの標準偏差
σ_k		光パルスをガウシアン波形としたときの標準偏差
σ_n^2		光増幅器の出力光子数の分散
Σ_n^2		光バンドパスフィルタ後の光増幅器の出力光子数の分散
σ_ψ		ゲージ長内の位相差変化のパルス間変化の標準偏差
τ	m	光パルスのパルス幅
ϕ	rad	2つの光の位相差
ψ	rad	ゲージ長内の位相差変化のパルス間変化
ω	rad/s	角振動数
ω_k	rad/m	角波数

第2章 光ファイバセンサ技術および研究

本章では光ファイバセンサの従来技術や既往の研究、および DAS の構成や応用に関する研究についてまとめる。

2.1 光ファイバ

光ファイバとは光を伝搬するための光導波路で、特に光通信分野において光信号の伝送路として使用される。光ファイバは通常屈折率の高いコアを屈折率の低いクラッドと呼ばれる層で覆ったガラスもしくはプラスチックにより構成される。屈折率の差を作ることで全反射を繰り返し、長距離の光の伝送を可能にする。コアとクラッドのみの状態を光ファイバと呼び、光ファイバの表面をシリコン樹脂で被覆したものを光ファイバ素線、光ファイバ素線をナイロン繊維などで被覆したものを光ファイバ心線と呼ぶ。複数の光ファイバ心線に保護用のシースなどを被覆したものを光ファイバケーブルと呼ぶこともある。

光ファイバの中を伝搬する光の経路によってモードが分かれる。光が光ファイバのごく狭い中心部だけを通りモードが 1 つであるものがシングルモードファイバであり、光がある程度の幅を持って複数のモードを持つものがマルチモードファイバである。また、円筒状の伝送路である光ファイバに横波である光を送ると、経路が同じでも偏波面が異なる、いわゆる偏波モードが生じる。光ファイバの形状が完全な円筒であり、屈折率や温度などの条件も完全に均一であれば、伝送特性は偏波モードに依らない。しかし、実際には製造工程での狂いや外力などの不均一性により、伝送特性が偏波モードに依存することが多い。偏波モードによる伝送特性、特に遅延特性の差は偏波モード分散と呼ばれており、主に波長分割多重や長距離伝送にて伝送距離を制限する。

一般的な通信で使用するシングルモードファイバは、ガラスにゲルマニウムを添加することで屈折率を調整している。海底ケーブルなど長距離で使用されるものはコアに伝送損失が小さいフッ化物ガラスが用いられる。光ファイバコアの屈折率はおおよそ 1.5 程度であるため、光ファイバ中の光の速度は約 20 万 km/s である。光ファイバの中で失われる光の量は 1 km あたり数%である(0.2 dB/km)。損失の要因となるものは複数あり、例えば以下のように分類される^{2.1)}。

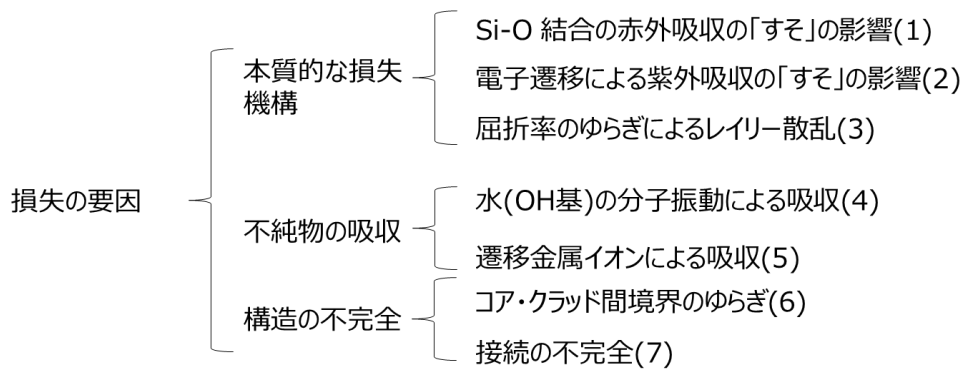


図 2.1-1 光ファイバにおける伝送損失の要因 ^{2.1)}

図 2.1-1 の諸要因のうち(1)~(4)を波長の関数として示したものが図 2.1-2 である ^{2.2)}。以下それぞれの要因について説明する。

(1)Si-O 結合は波長 9 μm、12.5 μm、21 μm に振動吸収スペクトルを持っているが、その第 1 吸収スペクトルのすそが図 2.1-2 の右端に表れている。

(2)波長 160 nm 付近に吸収端を有する紫外吸収の影響が図 2.1-2 の左下に見られる。しかし、その寄与は散乱損失よりもずっと小さい。

(3)すべての透明物質は、本質的に屈折率の揺らぎを有する。ガラスの場合には、固化する際の温度で決まる熱的な密度ゆらぎが、固化時に材料中に固定され、これが屈折率の揺らぎとなってレイリー散乱(Rayleigh scattering)を生じる。その原因による損失係数の大きさは、

$$\alpha = \frac{8\pi^3}{3\lambda^4} (n^2 - 1)^2 k_B T \beta \quad (2.1)$$

で与えられる ^{2.3)}。ここで λ：波長、n：屈折率、k_B：ボルツマン定数(1.38×10⁻²³ m²kg/s²K)、T_s：固化温度、β：等温圧縮率である。この損失は図 2.1-2 にもみられるように λ⁻⁴ に比例する。

(4)波長約 2.8 μm に基本振動吸収があり、第 2 高調波吸収が 1.38 μm 付近に、第 3 高調波が 0.95 μm 付近に表れる。他に 1.25 μm に小さな吸収がある。

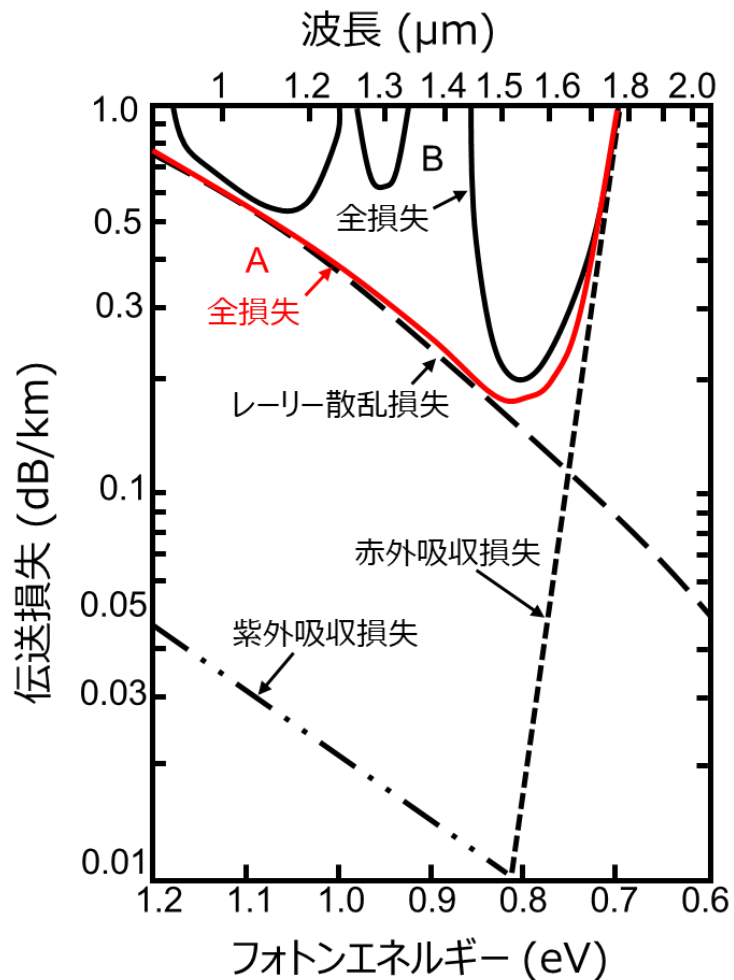


図 2.1-2 光ファイバの損失の諸要因。曲線 A は要因(1)から(3)のみ、
B はある程度の OH 基吸収を想定した場合^{2.2)}。

2.2 光ファイバセンサ

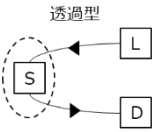
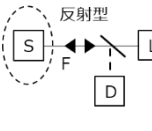
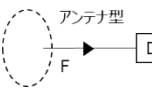
光ファイバセンサは、光が持つ性質を利用することで、温度、ひずみ、圧力、電流などの物理量を計測することができる。光には反射、屈折、回折、散乱といった性質があり、これらの性質により、光量や位相、周波数、偏波などが変化する。光ファイバセンサの研究開発は 1970 年代頃から行われており、光ファイバ通信の発展とともに精度向上や応用分野の開拓が進められてきた。熱電対や振動計などの他のセンサと比べた光ファイバセンサの利点は以下のようなものが挙げられる^{2.4)}。

- ・広帯域性(可能性としては数十 THz に及ぶ)
- ・低損失性(最小値 0.154 dB/km)
- ・細径($\sim 125 \mu\text{m}$)
- ・軽量($\sim 30 \text{ g/km}$)

- ・可撓性(最小曲率半径 2 mm)
- ・機械的強度 (7 kg 程度の引っ張り荷重に耐える)
- ・相互不干渉性
- ・無誘導性(雷、電力線の電流サージなどからの電磁誘導を受けない)
- ・防爆性
- ・高い絶縁耐力
- ・高い耐腐食性(被覆、シース材料により化学溶媒、油、水に強い)

光ファイバセンサの構成要素としては主に、光源、受光器、光ファイバ、センサであり、光ファイバを伝送路として使用するものと光ファイバそのものをセンサとして使用するものに分けられる。表 2.2-1 に光ファイバセンサの分類を示す^{2,4)}。

表 2.2-1 光ファイバセンサの分類^{2.4)}

分類	構成法	被測定量	効果	検出量	特性(例) など	光ファイバ	
光ファイバを伝送路として使用するもの		電圧・電界 電流・磁界 温度 水中音響 加速度 ガス濃度	ポッケルス効果 ファラデー効果 半導体の吸収端 蛍光の時定数 断路 全反射条件 光弾性効果 吸収	偏波成分 偏波回転 透過光量 透過光量 透過光量 透過光量 透過光量 透過光量	1～1000V, 0.1~1000V/cm 精度±1% (20~85℃) -10~300℃(精度±1℃) 0~70℃(精度 0.04℃) オン・オフ 感度 1~10mPa ~1mg 20km の遠隔測定可能	多モード 多モード 多モード 多モード 多モード 多モード 多モード	
		空中音響 血中の O2 μ 波強度	多重干渉 分光特性 液晶反射率変化	反射光 反射光 反射光	1/2 インチコンデンサマイ ク相当感度 カテーテル化 場を乱さない	多モード バンドル バンドル	
		高電圧インパ ルス波形 温度	LED の発光 赤外線放射	伝送光量 伝送光量	立ち上がり 10ns 250~1200℃(精度 1%)	多モード 赤外ファイバ	
光ファイバをセンサとして使用するもの	光ファイバ干渉計	リング干渉計	回転 電流	サグナック効果 ファラデー効果	位相 位相	0.02℃/h 円偏波維持光ファイバ	単一モード 単一モード
		マッハ・ツェン ダー干渉	水中音響 電流・磁界 電流 加速度	光弾性効果 磁気ひずみ効果 ジュール熱 重りによる伸縮	位相 位相 位相 位相	1~100rad・atm/m 感度 10 ⁻⁹ Oe/m 感度~10μA 1000rad/g	単一モード 単一モード 単一モード 単一モード
		ファブリ・ペ ロー干渉計	水中音響 温度 光源スペクト ル形状	光弾性効果 熱による伸縮 波長フィルタ作用	位相(多重干渉) 位相(多重干渉) 透過光量	高感度化 高分解能	単一モード 単一モード 単一モード
		マイケルソン 干渉計	振動・流速・ 血流	ドップラー効果	ビート周波数	10 ⁻⁴ ~10 ⁻⁸ m/s	単一モード・ 多モード
		直交偏波間の 干渉	水中音響 磁界	光弾性効果 磁気ひずみ効果	位相 位相	リファレンスファイバが 不要	偏波維持ファ イバ 偏波維持ファ イバ
	干渉計以外の構成		水中音響 電流・磁界 流速 放射線量	マイクロバンド損 ファラデー効果 ファイバの振動 着色中心の生成	透過光量 偏波方向 モード間干渉 透過光量	感度~100mPa 直交偏波モードに考慮が 必要 >0.3m/s 0.01~1Mrad	多モード 単一モード 単一モード・ 多モード 多モード
	分布型センサ		温度分布 ひずみ分布	後方レイリー散乱	OTDR 測定	距離分解能 1m	多モード 多モード

 : センサ
 : 光源
 : 受光器
F : 光ファイバ

また光ファイバとセンシング箇所の関係から、単点型、多点型、分布型の 3 種類に分類することもできる。単点型は、光ファイバ端面など、光ファイバ上の 1 か所でのみセンシングができる方式である。多点型は、光ファイバに沿った複数の箇所でセンシングができる方式であり、典型例として複数のファイバブラッググレーティング FBG (Fiber Bragg Grating) による計測が挙げられる。これらに対し、分布型は光ファイバに沿った任意の位置でセンシングができる方式である^{2.5)}。

2.3 光ファイバにおける光の散乱と干渉

光ファイバ中の光は散乱を繰り返しながら伝搬される。光ファイバは 1 次元なので前方散乱と後方散乱に分かれる。光ファイバセンサに利用される光散乱としては、レイリー散乱、ブリルアン散乱 (Brillouin scattering)、ラマン散乱 (Raman scattering)が挙げられる。図 2.3-1 にそれぞれの光散乱の波長特性を示した^{2.6)}。

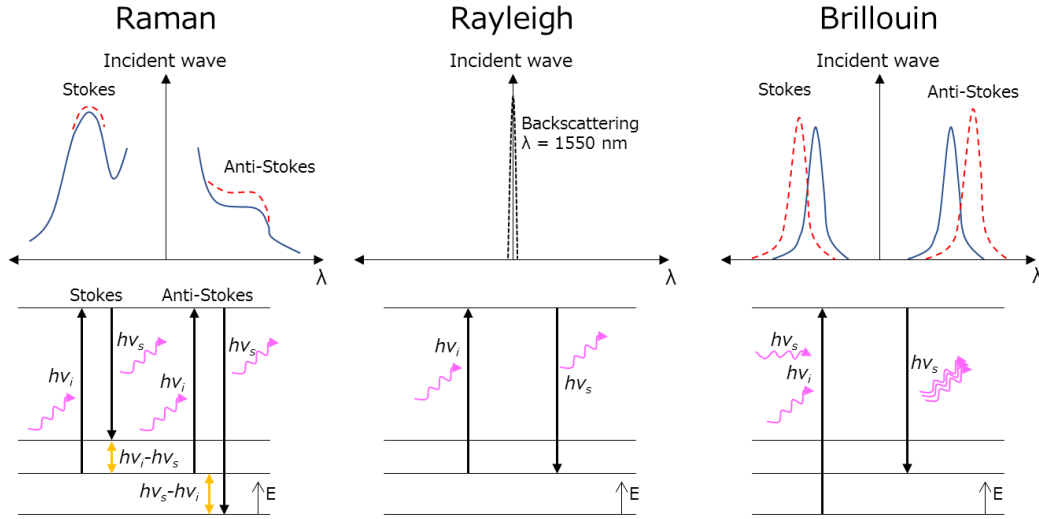


図 2.3-1 光ファイバセンサに利用される光散乱の種類と波長特性^{2.6)}

h : プランク定数 ν_i : 入射光の波長 ν_s : 散乱光の波長

レイリー散乱は媒質内の密度揺らぎにより発生し、入射した光と同じ波長で散乱する。3つの散乱の中で最も散乱強度が強く、光通信における光損失測定や破断点検出などに利用される。

ラマン散乱は媒質内の分子振動である光学フォノン (Optical phonon)との相互作用により発生し、散乱した光の波長が入射光よりも長くなるストークス光 (Stokes scattering)と、短くなるアンチストークス光 (anti-Stokes scattering)に分けられる。入射光と散乱光との波長の差をラマンシフトと呼ぶ。分子振動との相互作用により発生するため、温度によりストークス光とアンチストークス光の強度が変化する (図 2.3-1 の赤線)。そのためラマン散乱を利用して温度測定を行うことが可能である。以下にストークス光とアンチストークス光の散乱強度の温度依存性を表す式を示す^{2.7)}。

$$I_s(T) = \frac{K_{as}}{\lambda_{as}^4} \left\{ \frac{1}{\exp\left(\frac{h\nu_{RC}}{k_B T}\right) - 1} + 1 \right\} \quad (2.2)$$

$$I_{as}(T) = \frac{K_{as}}{\lambda_{as}^4} \frac{1}{\exp\left(\frac{h\nu_{RC}}{k_B T}\right) - 1} \quad (2.3)$$

ここで K_s , K_{as} : ストークス光とアンチストークス光の散乱強度に関する定数、 λ_s , λ_{as} : スト

ークス光とアンチストークス光の波長、 ν_R ：ラマンシフト、 c ：光速、 T ：温度である。

ブリルアン散乱もラマン散乱と同様に媒質内の分子振動によって発生するが、媒質中を伝搬する音響波である音響フォノン (Acoustic phonon) による散乱である。音響波は疎密波で光あり、ファイバ中に屈折率の濃淡 (回折格子) を形成する。この濃淡の周期と光の半波長が一致すると (ブラッグ波長条件を満たすと)、光は進行方向とは逆方向に散乱される。このとき、音響波は移動しているため、その速度に応じて、散乱光はドップラー効果を受け、波長が変化する。この変化量は光ファイバの温度やひずみに依存して変化するため、ブリルアン散乱光のスペクトルを観測することでひずみと温度を計測することができる。

光通信で用いられる光損失測定では、レイリー散乱を利用した光ファイバ分布型センサが使用される。OTDR (Optical Time Domain Reflectometry) は光パルスを照射し、レイリー後方散乱光強度を時間領域で測定することによって、光ファイバの場所ごとの光損失を計測することができる。OTDR の他に干渉計として波長掃引光源を使用して周波数領域で測定する OFDR (Optical Frequency Domain Reflectometry) や光相関領域で測定する OCDR (Optical Coherence Domain Reflectometry) がある。

光を干渉させることにより波長や位相差を測定する干渉計が古くから研究されてきた。同じ光源から出た光を分波し、異なる経路を通った光として合波させることで、光路差に対応する位相差を得ることができる。光を振幅 A 角振動数 ω 位相 θ の正弦波とすると、時間 t における 2 つの経路を通った光の合波 E は

$$E = A_1 \sin(\omega t + \theta_1) + A_2 \sin(\omega t + \theta_2) \quad (2.4)$$

となる。受光器で得られる光の強度 I は合波 E の振幅の 2 乗に比例するので

$$I = |E|^2 = A_1^2 + A_2^2 + 2A_1A_2 \cos\varphi \quad (2.5)$$

と書ける。 $\varphi = \theta_1 - \theta_2$ は 2 つの波の位相差である。式 2.5 の第 3 項から位相差を求めることで異なる経路の光路差 $\lambda\varphi/2\pi$ を求めることができる (実長は $\lambda\varphi/2\pi n$)。干渉計は光の波長程度の分解能が得られるため、高精度な測定が可能である。しかしながら干渉計の原理として、得られる位相差は $-\pi$ から π までの範囲にラッピングされた位相差であり、この範囲を超えた場合には正しい光路差を測定できない。

式 2.5 では 2 つの波の強度も観測され、位相差測定のノイズとなってしまう。より精度を高めた方法として片方の経路の光の周波数を変調させることによりビートを発生させ、フィルタ処理することでビート信号だけ取り出し、位相差を取得するヘテロダイン検出がある。

$$E = A_1 \sin(\omega_1 t + \theta_1) + A_2 \sin(\omega_2 t + \theta_2) \quad (2.6)$$

$$I' = 2A_1A_2 \cos\{(\omega_1 - \omega_2)t + \varphi\} \quad (2.7)$$

式 2.7 における I' が取得したビート信号である。光の周波数は THz と高いため、位相を直接検出することは難しいが、ビート信号を MHz とすることにより直接位相を測定することができる。これに対し前述の同じ周波数同士の波を干渉させることをホモダイン検出と呼ぶ。

OTDR の精度を高めるために、コヒーレント光を使用した C-OTDR (Coherent OTDR) が

ある。C-OTDR は周波数シフトさせた参照光と後方散乱光を干渉させ、ヘテロダイン検出を行うことにより、理論的には量子限界まで検出感度を上げることができる。

図 2.3-2 にマッハ・ツェンダー (Mach-Zehnder) 干渉計を示した。マッハ・ツェンダー干渉計は、ハーフミラーなどを使用して 1 つの光源から分けた 2 つの平行光の間の位相差を測定する光学機器である。受光器で得られる光強度から光路差 nL に該当する位相差を得ることができる。

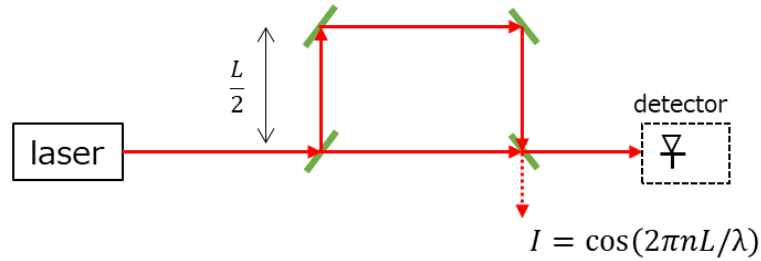


図 2.3-2 マッハ・ツェンダー (Mach-Zehnder) 干渉計

このマッハ・ツェンダー干渉計の原理を光ファイバにより構成した光ファイバセンサを図 2.3-3 に示す。光カプラによりレーザー光を分波し、異なる経路を通った光をまた光カプラにより合成することで干渉させる。

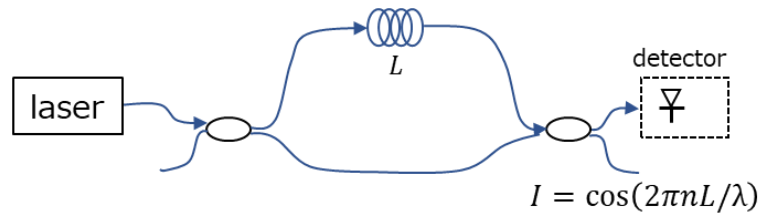


図 2.3-3 光ファイバによるマッハ・ツェンダー干渉計

マッハ・ツェンダー干渉計の他にもマイケルソン (Michelson) 干渉計やファブリ・ペロー (Fabry-Perot) 干渉計などの原理が光ファイバセンサに応用されている。

光ファイバ干渉計により得られた位相差 φ は光路長の差 nL により生じる。

$$\varphi = \frac{2\pi nL}{\lambda} \quad (2.8)$$

この位相差の相対的变化 $\Delta\varphi/\varphi$ は、ファイバ長の相対的变化 $\Delta L/L$ と屈折率の相対的变化 $\Delta n/n$ から生じる。

$$\frac{\Delta\varphi}{\varphi} = \frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta n}{n} \quad (2.9)$$

屈折率の相対的变化 $\Delta n/n$ は

$$\frac{\Delta n}{n} = \frac{1}{n} \left(\frac{\partial n}{\partial T} \right)_p \Delta T + \frac{\delta n}{n} \quad (2.10)$$

と表せる。ここで第 1 項はガラスの温度変化 ΔT による密度変化の寄与であり、第 2 項は圧

力、温度等による被覆の伸縮によって誘起される光ファイバのひずみによる光弾性効果の寄与である。第1項について石英ガラスの場合には、

$$\frac{1}{n} \left(\frac{\partial n}{\partial T} \right)_p = 0.68 \times 10^{-5} [K^{-1}] \quad (2.11)$$

である。光弾性効果による屈折率変化 δn は、ポッケルス係数 (Pockels' coefficient) p_{ij} を用いて次のように表せる。

$$\delta n = -\frac{n^3}{2} (p_{11}\varepsilon_1 + p_{12}\varepsilon_2 + p_{12}\varepsilon_z) \quad (2.12)$$

ここで ε_1 および ε_2 はファイバの断面方向のひずみ、 ε_z は軸方向のひずみであり、ポアソン比 (Poisson's ratio) ν_p を用いると、

$$\varepsilon_z = \frac{\Delta L}{L} \quad (2.13)$$

$$\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = -\nu_p \varepsilon_z \quad (2.14)$$

と書ける。式 2.12 と式 2.13 から δn は

$$\delta n = -\frac{n^3}{2} [p_{12} - \nu_p(p_{11} + p_{12})] \varepsilon_z \quad (2.15)$$

と表される。以上から式 2.8 は以下のようになる。

$$\frac{\Delta \varphi}{\varphi} = \left\{ 1 - \frac{n^2}{2} [p_{12} - \nu_p(p_{11} + p_{12})] \right\} \varepsilon_z + \frac{1}{n} \left(\frac{\partial n}{\partial T} \right)_p \Delta T \quad (2.16)$$

石英ガラスの屈折率及びポッケルス係数を $n=1.46$ 、 $p_{11}=0.121$ 、 $p_{12}=0.27$ 、ポアソン比を $\nu_p=0.164$ とすれば式 2.15 は

$$\frac{\Delta \varphi}{\varphi} = 0.78 \varepsilon_z + 0.68 \times 10^{-5} \Delta T \quad (2.17)$$

と書ける。温度が一定と仮定すれば、位相の相対変化はひずみと比例の関係にある。ここで干渉計により式 2.16 の位相差の変化 $\Delta \varphi$ を測定することを考える。測定する光の波長が λ で L の長さにおいてひずみ ε が発生した場合、それにより生じた位相差の変化 $\Delta \varphi$ は

$$\Delta \varphi = \varepsilon L \frac{2\pi n}{\lambda} \xi \quad (2.18)$$

と書ける($\xi=0.78$)。

2.4 光ファイバ分布型音響センサ

光ファイバによる干渉計を利用して、光ファイバ自体の伸縮を分布的に測定する光ファイバ分布型音響センサ DAS が研究されている。図 2.4-1 に DAS の分類を示す^{2,8)}。DAS は位相を測定するものと、周波数を測定するものに分類される。位相を測定するものは時間領域と周波数領域で測定するものがあり、時間領域で測定するものには直接検波とコヒーレント検波を行うものがある。

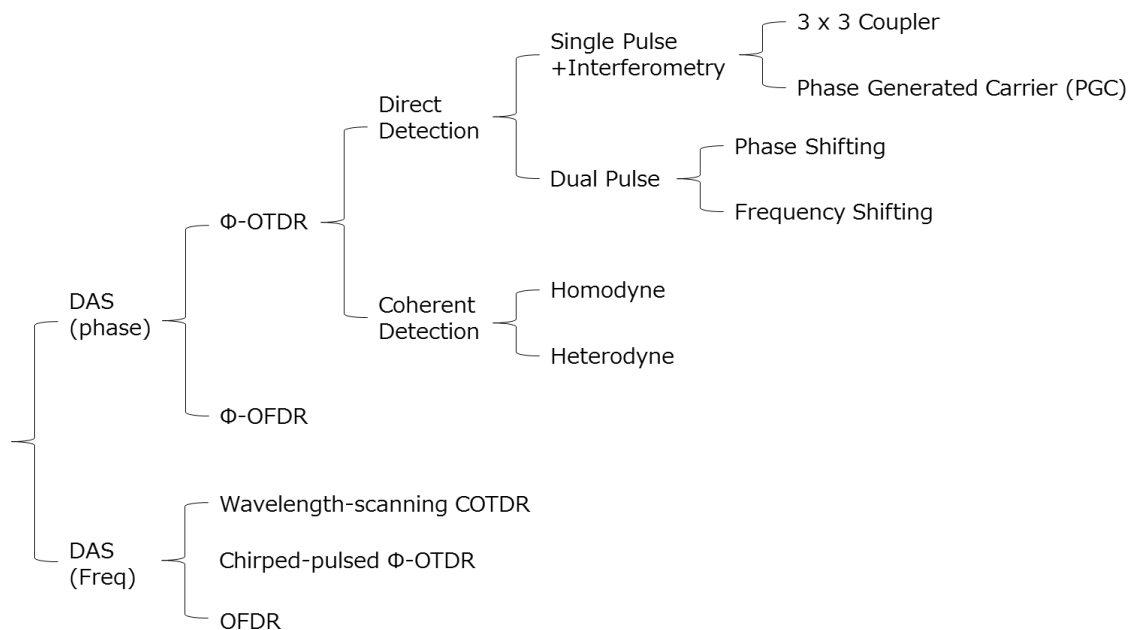


図 2.4-1 DAS の分類^{2.8)}

図 2.4-2 に 3×3 カプラを利用した DAS の例を示す。センサ用光ファイバにレーザーパルスを入射し、そのレイリー後方散乱光をサーキュレータにより取り出す。取り出した後方散乱光を長さ L で干渉させ、3×3 カプラで分波する。分波した 3 つの光を 3 つの受光器で受光し、得られた光強度から長さ L 離れた場所間で発生した位相差を連続的に取得する。光カプラは、分波した後の光の位相がずれるという特性がある。2×2 カプラでは 2 つの出力位相は $\pi/2$ ずれている。また 3×3 カプラでは $2\pi/3$ それぞれずれる。すなわち 3 つの受光器で得られた光強度は $2\pi/3$ ずつずれているため、得られた光強度から位相差を計算することができる。

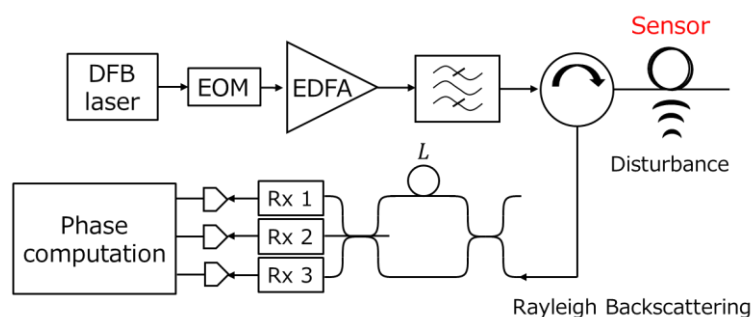


図 2.4-2 3×3 カプラを利用した DAS の例^{2.9)}

DFB (Distributed FeedBack) laser：分布帰還型レーザー、EOM (Electro-Optic Modulator)：電気光学変調器、EDFA (Erbium-Doped Fiber Amplifier)：エルビウム添加ファイバ増幅器

図 2.4-3 に二つのパルス (Dual pulse)を利用した DAS の例を示す。音響光学変調器 AOM (Acousto-Optics Modulator)などにより異なる波長の 2 つのパルスを長さ L だけずらしてセンサファイバに入射する。入射した 2 つのパルスによる後方散乱光同士が干渉し、ビートを作ること、長さ L で生じた位相差を取得する。

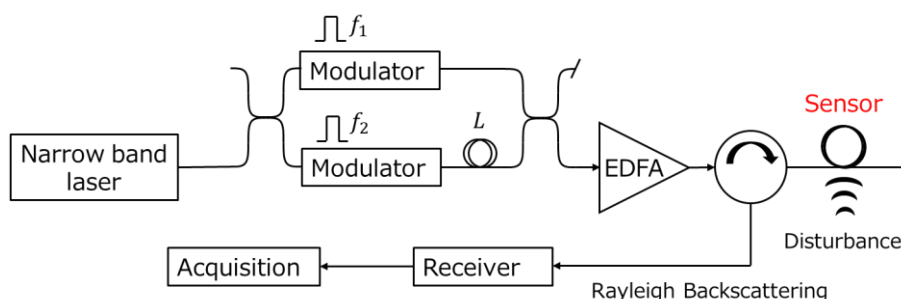


図 2.4-3 Dual pulse を利用した DAS の例^{2.9)}

図 2.4-4 にヘテロダイン検波を利用した DAS の例を示す。変調させた光パルスを送ファイバに入射し、その後方散乱光と局所発信光を干渉させることにより、ビートを生み出しバランス型光検出器で光量の差分を得る。バランス型光検出器は、2 つの特性のそろったフォトダイオードを内蔵した作動増幅型の光電気変換モジュールであり、それぞれのフォトダイオードの光電流を相殺する向きに接続しているため、2 つの入射光のノイズを相殺し、微小な光量の差を電気信号として出力する。出力された電気信号に対し、ビート信号のみ取り出すようにフィルタ処理を行う。この方法では後方散乱光と局所発信光の位相差を取得することになる。この位相差の時間変化を取得することで、光ファイバで発生したひずみに該当する位相差を計算できる。

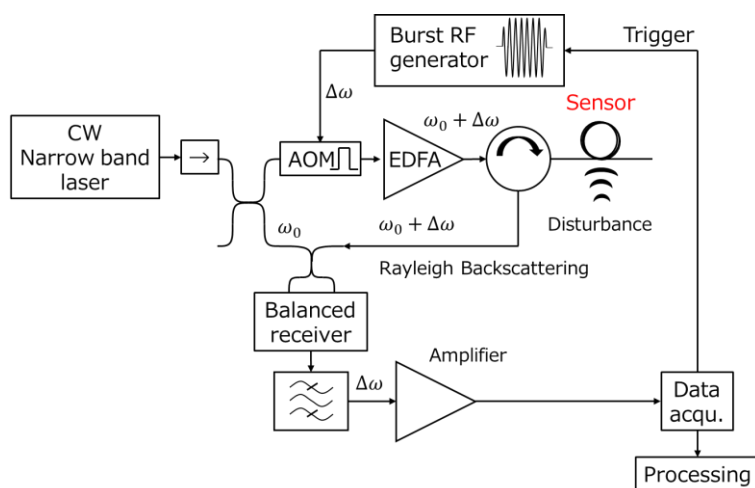


図 2.4-4 ヘテロダイン検波を利用した DAS の例^{2.9)}

また光通信で用いられる直交検波を利用した DAS が開発されている。直交検波は信号光の同相 (In-phase: I)成分および直交位相 (Quadrature: Q)成分を抽出することで、信号光の位相と振幅を求める。図 2.4-5 に直交検波を利用した DAS の例を示す^{2.9)}。光 90°ハイブリッドに入射光と後方散乱光を入力することで、同相 (0°, 180°)と直交位相 (90°, 270°)を出力する。それぞれをバランス検出器によって差をとることで I 信号と Q 信号を求め、位相差を計算する。図 2.4-6 に光 90°ハイブリッドを用いた直交検波の説明図を示した。局所発信光 E_L と位相差を調べる信号光 E_s を分波と合波により I 信号と Q 信号を出力する。バランス検出器の出力はそれぞれ

$$I_I \approx E_s E_L = A_s A_L \cos(\omega t + \theta_s) \cos(\omega t + \theta_L) \quad (2.18)$$

$$I_Q \approx j E_s E_L = j A_s A_L \cos(\omega t + \theta_s) \cos(\omega t + \theta_L) \quad (2.19)$$

となる。これをフィルタ処理すると

$$I'_I = \frac{A_s A_L}{2} \cos(\theta_s - \theta_L) \quad (2.20)$$

$$I'_Q = \frac{A_s A_L}{2} \sin(\theta_s - \theta_L) \quad (2.21)$$

となる。得られた IQ 信号から位相差と振幅を求める。

$$\theta_s - \theta_L = \arctan\left(\frac{I'_Q}{I'_I}\right) \quad (2.22)$$

$$\frac{A_s^2 A_L^2}{4} = I'^2_I + I'^2_Q \quad (2.23)$$

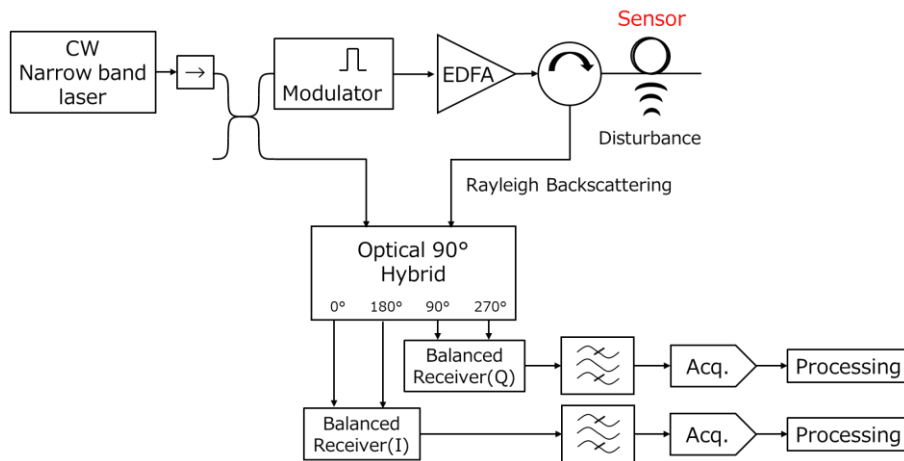


図 2.4-5 直交検波を利用した DAS の例^{2.9)}

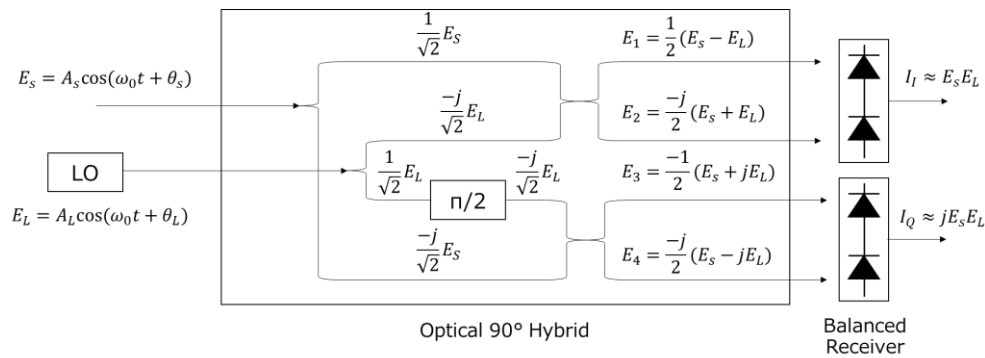


図 2.4-6 光 90°ハイブリッドを用いた直交検波^{2.10)}

LO(Local Oscillator)：局所発信光

図 2.4-6 のような光 90°ハイブリッドを用いた光回路では受信感度が信号光の偏波に依存するという問題がある。この偏波依存性を解決する手段として、偏波ダイバーシティ技術が開発されている。図 2.4-7 に偏波ダイバーシティ光回路の構成を示す。信号と局所発信光をそれぞれ偏光ビームスプリッタにより x 偏光と y 偏光に分けてから、x 成分と y 成分それぞれ光 90°ハイブリッドに入力する。これにより x 偏光と y 偏光それぞれの IQ 信号が求まり、これらを合成することで偏波依存性を解消する。

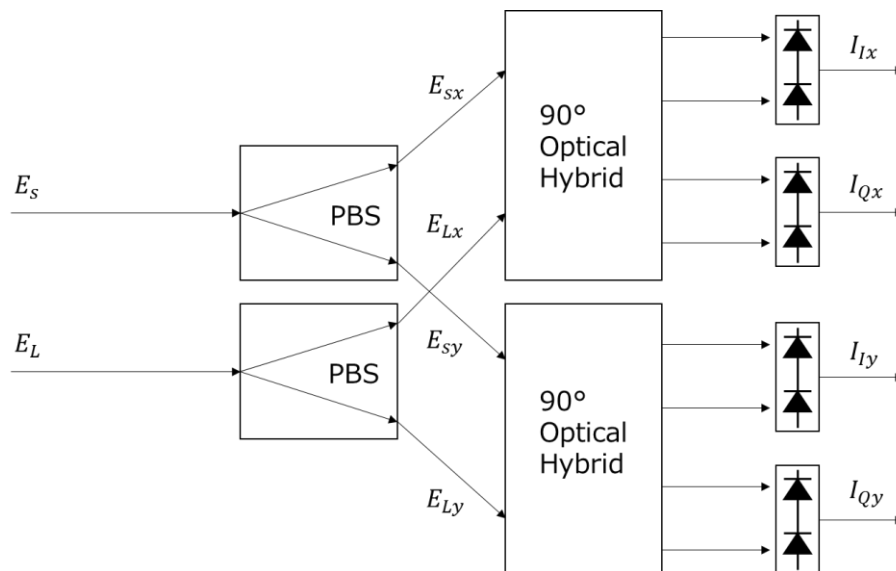


図 2.4-7 偏波ダイバーシティ光回路の構成^{2.11)}

PBS (Polarizing Beam Splitter)：偏光ビームスプリッタ

DAS は上記のように様々な方式が考えられているが、現在一般的に市販されている測定器はコヒーレント検波を用いたものが多い。これは他の方式に比べてノイズに強く、長距離測定が可能であることが要因と考えられる。図 2.4-8 にコヒーレント検波 DAS における位

相差の関係を示す。 t_1 と t_2 は光パルスを入射し位相差を取得するタイミングである。コヒーレント検波により出力される位相差 $\varphi = \theta_s - \theta_L$ は、後方散乱光と局所発信光（入射光）の位相差である。これを連続的に取得して、光ファイバ距離方向 x の位相差分布 $\varphi(x)$ を取得する。光パルスをセンサファイバに入射してからの時間に光ファイバ中の光速をかけたものを 2 で割った距離が散乱箇所に対応する。位相差分布に対して決まった長さゲージ長 (Gauge length) で差分をとることによって、ゲージ長内での位相差変化を取得する。ここで取得した位相差変化の物理的な意味は、後方散乱光と局所発信光の光路差がゲージ長内でどれだけ変化したかというものである。しかしながらゲージ長が光の波長よりもかなり大きい場合、位相差変化が $-\pi$ から π の範囲を超えてしまい、正確な位相差を取得できなくなる。そこで短時間の变化 $t_2 - t_1$ をとることで、ゲージ長内の位相差変化がどれだけ時間変化したかを測定する。すなわち短時間の差をとることで位相差の変化量を小さくし、位相ラッピングが起きないようにする。取得するゲージ長内の位相差変化の時間変化 ψ は、

$$\psi = \{\varphi(x_2, t_2) - \varphi(x_1, t_1)\} - \{\varphi(x_2, t_1) - \varphi(x_1, t_1)\} \quad (2.24)$$

と書ける。この ψ とひずみ ε の関係は、式 2.18 から

$$\varepsilon = \frac{\lambda \psi}{4\pi n G \xi} \quad (2.25)$$

と書ける。ここで G : ゲージ長、 ξ : 光弾性係数を考慮したスケール因子（式 2.16 の第 1 項 ≈ 0.78 ）である。式 2.18 において $L = 2G$ であるが、これは光ファイバの実長 G の幅における入射と後方散乱の経路が $2G$ であるためである。DAS の空間分解能は普通このゲージ長 G であるが、サンプリング間距離はゲージ長よりも短いこともある。

式 2.25 で定義されるひずみは光パルス間で生じたひずみの時間変化なので、測定している物理量としてはひずみ速度 (Strain-rate) の次元である。ひずみ速度は 1 秒当たりのひずみの変化なので正確なひずみ速度 ε_r は

$$\varepsilon_r = \frac{f_s \lambda \psi}{4\pi n G \xi} \quad (2.26)$$

と書ける。ここで f_s : 光パルスの発振周波数である。光パルスごとにデータを収集するので DAS の時間分解能は $1/f_s$ である。 f_s を大きくし、ゲージ長内位相差変化の時間変化量を小さくすることで、位相差が $-\pi$ から π の範囲を超えないようにすることができる。また逆にひずみ速度を時間積分することで、測定開始時からのひずみを求めることができる。実際の測定器では光源であるレーザーの強度や位相の時間的な揺らぎがノイズになるため、積分したひずみの低周波ノイズはかなり大きくなる。そのためデータとしては、ひずみ速度または低周波を除去したひずみを扱うことが多い。

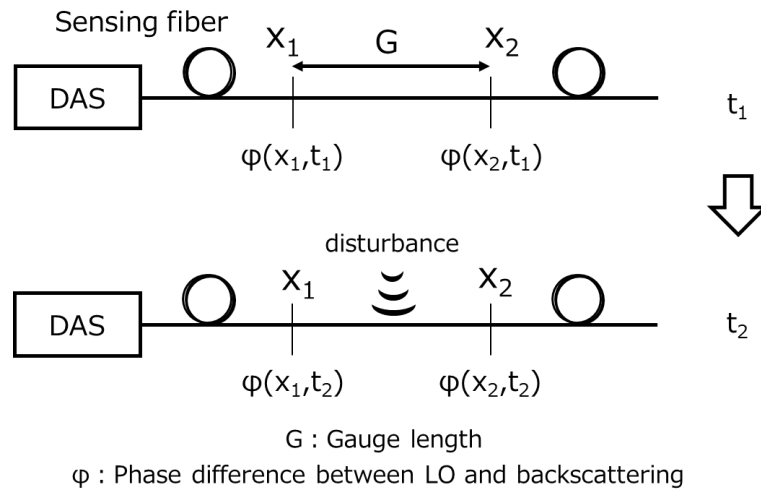


図 2.4-8 コヒーレント検波 DAS における位相差の関係

コヒーレント検波により取得した局所発信光と後方散乱光との位相差は、温度変化やひずみにより随時変化するが、 ψ を計算する際に $-\pi$ から π の範囲を超えて"とび"が発生することがある。そのため取得した位相差に対して位相アンラッピングによりデータを補正する必要がある^{2.12)}。位相アンラッピングの手順として

- ・連続する位相差の差分を計算。
- ・差分が π を超えていた場合 2π 引く、 $-\pi$ を下回った場合 2π 加える。

が提案されている。これにより発生した"とび"を解消することができるが、実際に測定間隔で π 以上変化した場合は、位相アンラッピングにより信号を回復することはできない。そのため DAS のダイナミックレンジは測定周波数に依存する。図 2.4-8 に位相アンラッピングの様子を示す^{2.13)}。図 2.4-8 は光ファイバに与える正弦波振動の振幅を線形増加させた時に DAS により観測される位相差 ψ を表している。Raw signal は取得した位相差であるが、ひずみの振幅が大きくなるにつれて位相ラッピングによる"とび"が発生するようになり、その頻度が多くなっていく。Unwrapped signal は位相ラッピング処理を行った位相差であるが、ひずみに対応した位相差を正しく補正することができている。

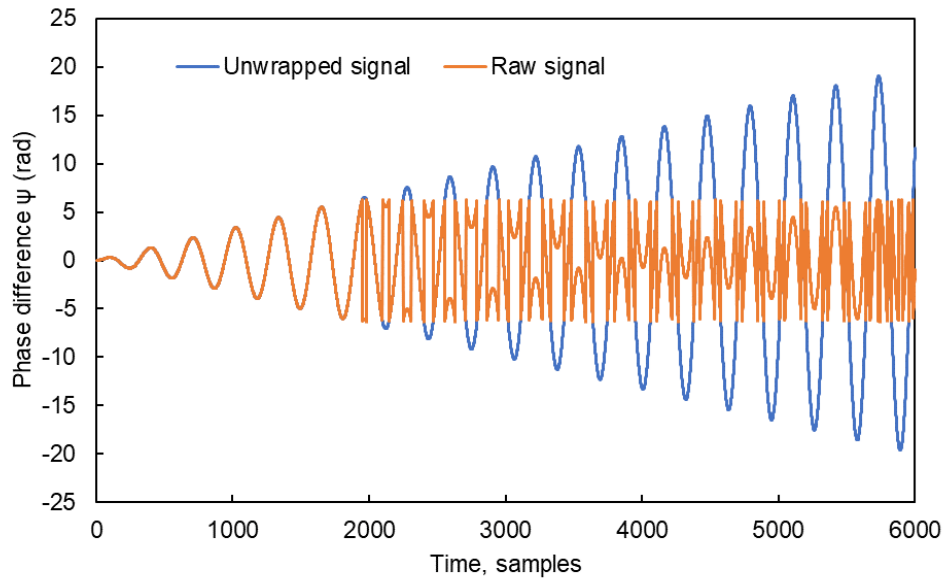


図 2.4-9 位相アンラッピング処理^{2.13)}

また光パルスを入射し、後方散乱光が完全に戻ってくる前に次の光パルスを出すと、後方散乱光同士が干渉してしまうため、光パルスを発振させる間隔は最大測定可能距離 L_{max} と関係がある。ナイキスト周波数を考慮すると最大測定周波数 f_{max} は

$$f_{max} = \frac{c/n}{4L_{max}} \quad (2.25)$$

と書くことができる。測定長を伸ばし高周波で測定する方法としては、複数の波長の光源を利用する波長多重方式などがある。

2.5 光ファイバ分布型音響センサの応答

光ファイバに振動が与えられたとき、DAS の応答はいくつかのパラメータに依存する。ここで応答とは、入力に対する周波数応答、波数応答、指向性を指す。DAS の応答に影響するパラメータは、

- ・ 光パルスの長さ
- ・ ゲージ長
- ・ 光ファイバの敷設方位
- ・ 光ファイバケーブルと地面のカップリング

などが挙げられる。以下にパラメータと応答の関係を示す。

(1) 光パルスの長さとゲージ長

光パルスとゲージ長は測定器で調整できるパラメータであり、その周波数応答と波数応答は計算できる。図 2.5-1 に光パルスとゲージ長の関係図を示す^{2.14)}。例としてパルス幅 5m、

ゲージ長は 30m の場合を考える。光パルスの応答をガウシアン波形と仮定すると、光パルスの波数応答 R_p は

$$R_p = \exp(-\omega_k^2/2\sigma_k^2) \quad (2.26)$$

$$\sigma_k = \frac{2\sqrt{2\ln 2}}{2\pi FWHM} \quad (2.27)$$

と書ける。ここで ω_k : 角波数、 σ_k : 標準偏差、FWHM : 半値幅である。これに対しゲージ長の波数応答 R_G は

$$R_G = \frac{\sin(\pi\omega_k G)}{\pi\omega_k} \quad (2.28)$$

と書くことができる。パルス半値幅 5m ゲージ長 30m の場合、波数に対する応答は図 2.5-2 のようになる。図 2.5-2 を見るとパルスよりもゲージ長の方が振動の波数に対する応答の変化が大きいことがわかる。測定においては振動の波数に対して適切なゲージ長を設定することが重要である。

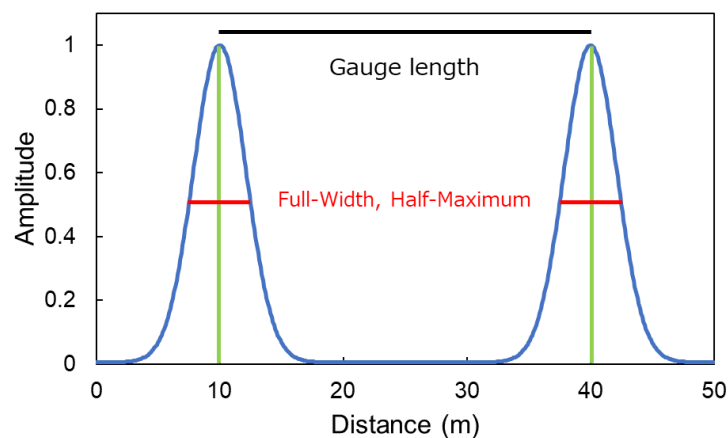


図 2.5-1 光パルスとゲージ長の関係^{2.14)} パルス半値幅 5m ゲージ長 30m

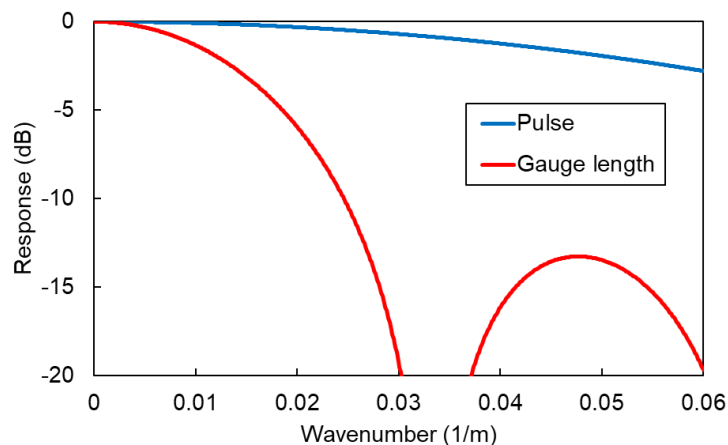


図 2.5-2 パルス 5m とゲージ長 30m のときの波数応答^{2.14)}

図 2.5-2 で示した波数応答はパルスとゲージ長それぞれの波数応答であるので、実際の DAS の波数応答とは異なる。DAS の取得した位相差を $\psi(x, t)$ 、光ファイバの変位 $u(x, t)$ とすると、

$$\psi(x, t) \propto \left[u\left(x, t + \frac{1}{f_s}\right) - u(x, t) \right] - \left[u\left(x - G, t + \frac{1}{f_s}\right) - u(x - G, t) \right] \quad (2.29)$$

と書ける。ここで $f_s \rightarrow \infty$ 、 $G \rightarrow 0$ とすれば、式 2.29 は偏微分の形で書ける。

$$\psi(x, t) \propto \frac{\partial}{\partial x} \frac{\partial}{\partial t} u(x, t) = \frac{\partial}{\partial x} v(x, t) \quad (2.30)$$

$v(x, t)$ は光ファイバの伸長速度とする。DAS ではある幅の光パルスのランダムな後方散乱光を受光するので、得られるデータのアンサンブル平均は光パルスの畳み込みと考えられる。光パルスの形状を $\tau(x)$ とし、ディラックのデルタ関数 δ (Dirac's delta) で表すと

$$\langle \psi(x) \rangle = \frac{4\pi n \xi}{\lambda f_s} \cdot \tau(x) \otimes [\delta(x) - \delta(x - G)] \otimes v(x) \quad (2.31)$$

ここで速度分布 $v(x)$ を動きの少ない点から始めて空間積分することで、測定する速度へ回復することができる。

$$\bar{\psi} = \int_0^x \varphi(z) dz = \varphi(x) \otimes H(x) \quad (2.32)$$

$$\overline{\langle \psi(x) \rangle} = \frac{4\pi n \xi}{\lambda f_s} \cdot \tau(x) \otimes [H(x) - H(x - G)] \otimes v(x) \quad (2.33)$$

$H(x)$ はヘヴィサイドの階段関数 (Heaviside step function) である。式 2.33 は速度分布 $v(x)$ の点広がり関数の畳み込みである。角波数 ω_k におけるフーリエ変換 $\mathfrak{F}$ により空間スペクトルの応答を導くと^{2.13) 2.15)}、

$$|\mathfrak{F}(\psi)(\omega_k)| = \left| \text{sinc}\left(\frac{\omega_k \tau}{2}\right) \sin\left(\frac{\omega_k G}{2}\right) \cdot \mathfrak{F}(\omega_k) \right| \quad (2.34)$$

となる。図 2.5-3 に DAS とジオフォンの波数応答を比較したものを示す。 $\mathfrak{F}(\omega_k) = 1$ として正規化してある。赤線はパルス幅が 5m、ゲージ長が 30m のときであり、黒線はジオフォンを 10m 間隔で並べた場合の応答である。低波数の場合ジオフォンに比べると応答は小さくなるが、実際の場合低周波のノイズは大きくなるのでジオフォンのデータに対してハイパスフィルタを施す。振動の速度が 3000 m/s で 10 Hz のハイパスフィルタを施すと仮定した場合、DAS とジオフォンの応答はほぼ同じになる(黒い点線)。また青線はゲージ長を 10m とした場合だが、30m と組み合わせることによって広い帯域でジオフォンの応答に近づけることができる。青く塗りつぶした領域はゲージ長の違いによる応答の差であり、前述のとおりゲージ長が波数応答に与える影響は大きい。

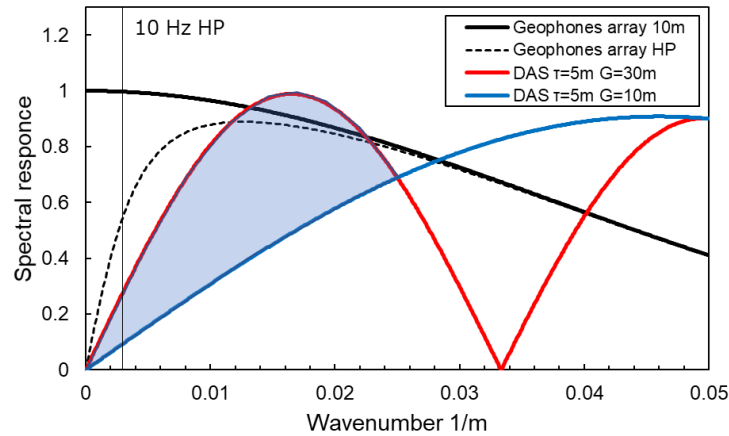


図 2.5-3 DAS とジオフォンの波数応答比較 ^{2.13)}

振動の速度を 3000 m/s とし、Geophones array HP は低周波ノイズをカットするために 10 Hz のハイパスフィルタを施したデータ。縦線は対応する波数(1/300 1/m)。

(2) 光ファイバの敷設方位

DAS の応答の指向性は光ファイバケーブルの構成とケーブルの設計に依存し、原理的にはファイバの伸縮方向にのみ感度を持つ。仮定としてファイバとケーブルの間にも、ケーブルと地面の間にも滑りがなく、ファイバがケーブル内に直線的に配置されているとする。この場合、ファイバの変位は地面の変位に追従し、感度はファイバと地震源の相対位置に依存する。DAS の指向性応答と入射角 Γ に対するひずみテンソル成分は、地磁気を考慮した回転による変換により求めることができる。縦波 (P 波) の場合は $\cos^2\Gamma$ 、横波 (S 波) の場合は $\sin\Gamma\cos\Gamma$ となる。図 2.5-4 に P 波と S 波に対する DAS の指向性応答を示す。P 波の場合、ファイバケーブルと振動の方向が入射角 0° で平行になるため感度が最大になる。S 波の場合は入射角 45° で感度が最大になる。

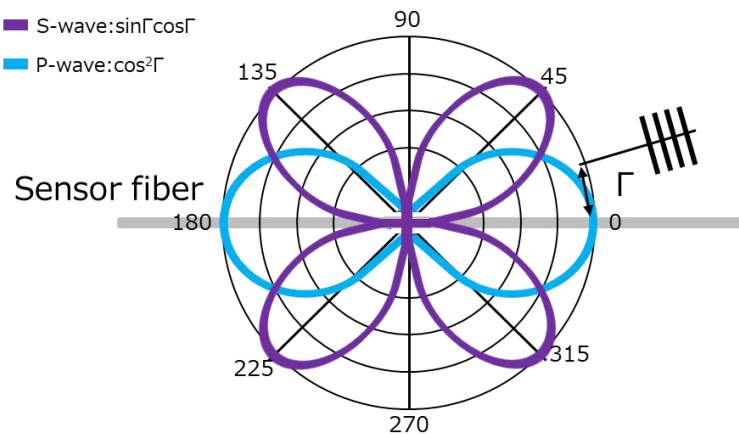


図 2.5-4 縦波と横波に対する DAS の指向性応答 ^{2.13)}

実体波 (P 波と S 波) の他に表面波に対する応答も計算されている ^{2.13)}。図 2.5-5 にレイリ

一波とラブ波に対する指向性応答を示す。粒子速度、ひずみ速度、DAS の指向性応答はそれぞれ異なっている。

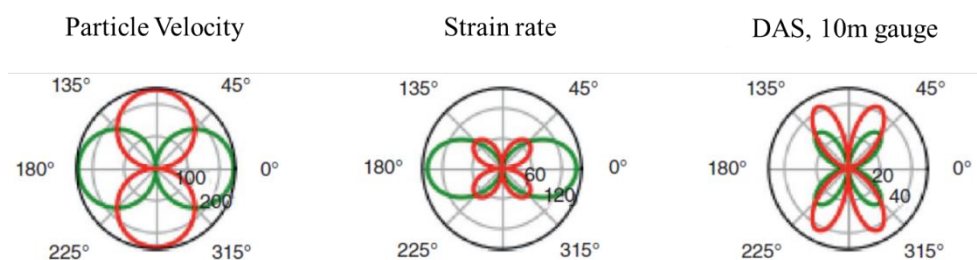


図 2.5-5 レイリー波（緑）とラブ波（赤）に対する指向性応答^{2.13)}

波の速度は 400 m/s、波長は 10 m。

(3) 光ファイバケーブルと地面のカップリング

通信用の光ファイバケーブルは断線や水を防ぐために導管やシースに入れられていることが多い。また建築物や海底ケーブル、道路の中央分離帯など様々な場所でさまざまな構成の光ファイバケーブルが敷設されている。DAS は光ファイバの伸縮を測定するが、光ファイバケーブルの材質や構成、敷設されている場所によって応答が異なる。このような異なる応答についてはカップリングと呼ばれる。図 2.5-6 に光ファイバケーブルと地面のカップリングによる地震発生時のひずみ速度とスペクトルの違いを示す^{2.16)}。a は光ファイバの敷設状態を示しており、b はそれぞれのファイバケーブルで測定したひずみ速度、c はそのスペクトル密度を示している。振動は 2018 年 1 月 18 日 Geysers で発生した M4.2 の地震である。ひずみ速度は 0.5–2 Hz でバンドパスフィルタを施してある。導管に入った状態で地面に埋没している状態と大きなケースに入れて地面に埋没している状態は、波形、スペクトル密度ともに似通っている。しかしながら地面の上に固定されたスチールパイプの中に入れた状態では、かなり異なる応答を示している。カップリングは様々な条件により変化するため、測位低対象の周波数や振動方向により敷設を工夫する必要がある。

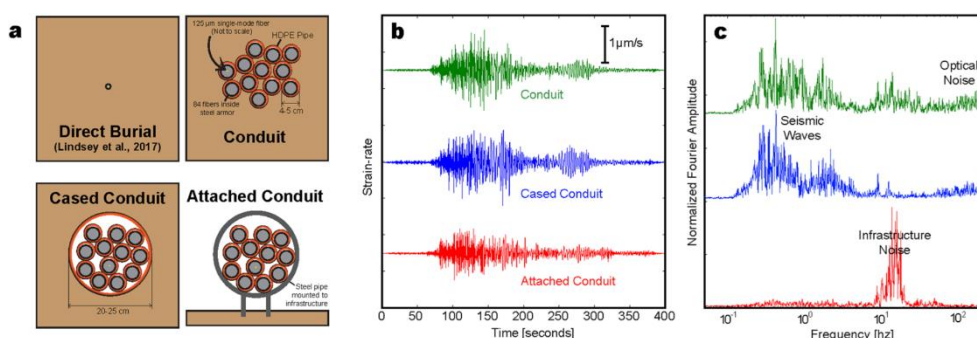


図 2.5-6 光ファイバケーブルと地面のカップリングによる

地震発生時のひずみ速度とスペクトルの違い^{2.16)}

2.6 光ファイバ分布型音響センサを用いた応用技術と課題

DAS の応用については 2010 年代頃から VSP に利用されてきた。初期の DAS では、測定ノイズが大きかったが、VSP では長くても 2–3 km の測定距離で、加振機により何回もデータのスタックできるため、測定ノイズはあまり問題にならない場合が多かった。光通信機器の発展に伴い、DAS の性能も向上し、測定器の価格も下がってきたため多くの応用分野でトライアルが行われるようになった。例えば道路の交通量監視^{2.17)}や、鉄道電車の位置特定^{2.18)}、パイプラインの侵入検知^{2.19)}など、数十 km という長距離での観測においてはメリットが大きく実用化が期待されている。また地震観測や地震検知においては、従来のセンサアレイよりも長距離で敷設やデータ通信の容易さなどから非常に多くのトライアルが行われている。特に観測が難しい海底の地震観測では、メンテナンス性やコストの観点から利点が大きく次世代の地震観測網として期待されている^{2.20)}。その他にも火山性地震の観測、火山の構造監視^{2.21)}、氷河の振動観測^{2.22)}、雷による振動の検知^{2.23)}など非常に多くの分野において社会実装への試みが行われている。

DAS における実用上の課題としては以下のものが挙げられる。

- ・遠距離での光量低下に伴うノイズの増大
- ・膨大なデータにおける異常検知の困難さ
- ・実際の現場での適用における課題

遠距離においては光の減衰により、ひずみ測定の精度が低下する。これについては光通信同様光増幅器の利用や、信号処理、AI などによるノイズ処理が検討されている。また DAS は数 m おきに数十 km のデータを数百から数 kHz で取得するため、データの量が膨大になる。例えば 1 か月で数 TB にもなるデータの中から重要なデータのみを見つけ出さなくてはならない。さらに実際の現場ではカップリングの問題や波数応答などによる SN の低いデータの処理、光ファイバの敷設方法、環境雑音などの問題が発生する。これらの課題を解決することで DAS の社会実装が進むと考えられる。

2.7 本研究の位置づけ

本研究では DAS を利用した異常検知システムの社会実装に向けて、課題である長距離におけるノイズの低減と DAS データに適した異常検知手法の開発を行った。また実際の海底光ケーブルによる地震観測を行い、異常検知手法の適用性を検証した。

2.8 参考文献

- 2.1) 大越孝敬, 岡本勝就, 保立和夫: 光ファイバ, オーム社, 1983
- 2.2) T. Miya, Y. Terunuma, T. Hosaka, and T. Miyashita, "Ultimate low-loss single-mode fiber at 1.55 μm ," *Electron. Lett.* 15, 4, pp.106~108 (1979).
- 2.3) R. D. Maurer, "Glass fibers for optical communication," *Proc. IEEE* 61, 4, pp. 452~462 (1973).
- 2.4) 大越孝敬, 西原浩, 岡本勝就, 久間和生, 大津元一, 保立和夫: 光ファイバセンサ, オ

ーム社, 1986

2.5) 水野洋輔, 中村健太郎: 分布型光ファイバーセンサーの最新展開と課題, <https://mizuno.ynu.ac.jp/wp-content/uploads/2020/05/OpticsHighlight.pdf> cited Dec. 30th, 2022

2.6) Fiber Optic Seismology In Theory And Practice (Webinar)

https://www.youtube.com/watch?v=Q2XyMu_3fqY&t=625s cited Dec. 30th, 2022

2.7) D. A. Long, *Raman spectroscopy*, McGraw-Hill, New York, USA (1977).

2.8) H. Zuyuan, and Q. Liu, "Optical fiber distributed acoustic sensors: A review." *Journal of Lightwave Technology* 39, 12, 3671-3686 (2021).

2.9) A. H. Hartog, *An introduction to distributed optical fiber sensor*, CRC Press, Taylor & Francis Group (2018).

2.10) 岡本聖司 デジタルコヒーレント光伝送における超多値信号の高精度歪み補償に関する研究, 東北大学博士論文(2018).

2.11) 電子情報通信学会[知識ベース] 5 群 - 3 編 - 7 章 無線技術の光伝送への応用(2017).

2.12) Itoh, Kazuyoshi. "Analysis of the phase unwrapping algorithm." *Applied optics* 21.14: 2470-2470 (1982).

2.13) Y. Li, M. Karrenbach, and J. B. Ajo-Franklin, *Distributed Acoustic Sensing in Geophysics: Methods and Applications*, American Geophysical Union (2022).

2.14) T. Dean, T. Cuny, and A. H. Hartog. "The effect of gauge length on axially incident P-waves measured using fibre optic distributed vibration sensing." *Geophysical Prospecting* 65.1: 184-193(2017).

2.15) J. W. Goodman, *Introduction to Fourier optics*, Roberts and Company Publishers. Englewood, Colorado (2005).

2.16) J.B. Ajo-Franklin, S. Dou, N.J. Lindsey, et al. "Distributed Acoustic Sensing Using Dark Fiber for Near-Surface Characterization and Broadband Seismic Event Detection." *Sci Rep* 9, 1328 (2019).

2.17) N. J. Lindsey, S. Yuan, A. Lellouch, L. Gualtieri, T. Lecocq, and B. Biondi, "City-scale dark fiber DAS measurements of infrastructure use during the COVID-19 pandemic." *Geophysical Research Letters*, 47, 16 (2020).

2.18) A. Papp, et al. "A real-time algorithm for train position monitoring using optical time-domain reflectometry." 2016 IEEE International Conference on Intelligent Rail Transportation (ICIRT). IEEE (2016).

2.19) J.M. Muggleton, R. Hunt, E. Rustighi, G. Lees, and A. Pearce, "Gas pipeline leak noise measurements using optical fibre distributed acoustic sensing." *Journal of Natural Gas Science and Engineering* 78, 103293 (2020).

2.20) N. J. Lindsey, T. C. Dawe, and J. B. Ajo-Franklin, "Illuminating seafloor faults and ocean dynamics with dark fiber distributed acoustic sensing." *Science* 366(6469), 1103–1107 (2019).

2.21) P. Jousset, G. Currenti, B. Schwarz, et al. "Fibre optic distributed acoustic sensing of volcanic

events." *Nat. Commun.* 13, 1753 (2022).

2.22) A. D. Booth, P. Christoffersen, C. Schoonman, A. Clarke, B. Hubbard, R. Law, et al. "Distributed Acoustic Sensing of seismic properties in a borehole drilled on a fast-flowing Greenlandic outlet glacier." *Geophysical Research Letters*, 47, 13 (2020).

2.23) T. Zhu, and D. J. Stensrud, "Characterizing Thunder-Induced Ground Motions Using Fiber-Optic Distributed Acoustic Sensing Array." *Journal of Geophysical Research: Atmospheres*, 124, 12,810–12,823 (2019).

第3章 DASにおけるノイズの低減

本章では DAS におけるノイズについて検討し、光増幅器による DAS 測定のノイズ低減実験とその結果について述べる。

3.1 光ファイバセンサにおけるノイズ

光ファイバセンサにおける測定ノイズはレーザー、受光器、光増幅器など複数の要素が原因で発生する。測定に影響を与えるものとしては、

- (1)熱雑音
- (2)ショット雑音
- (3)レーザー光の揺らぎ、コヒーレンス
- (4)フェージング雑音
- (5)光増幅器による雑音
- (6)非線形光学効果

などが挙げられる^{3.1)}。

(1)熱雑音

熱雑音は受光器の抵抗体における電子のランダムな運動により発生する。熱雑音による雑音電圧の振幅はガウス分布に従い、雑音電力（熱雑音により発生する電流 $i_T(t)$ の二乗平均値）は

$$N_T = \overline{i_T^2(t)} = \frac{4k_B T}{R_L} B_R \quad (3.1)$$

と書ける。ここで R_L は負荷抵抗値、 B_R は受光器の帯域幅である。フォトダイオードの場合、光信号がない場合でも熱雑音が暗電流バイアスとして検出される。

(2)ショット雑音

ショット雑音は、電子の生成がランダムに起きることから生じる。受光素子においては光子によって発生した電子にも、同様のことが言える。すなわち入射する光子数は本質的にゆらいでおり、それにより発生する電子-正孔対の発生もランダムとなる。単位時間に発生する光子数は、統計的にはポアソン分布に従うが、発生する光子数が十分に多い場合には、ガウス分布で近似できることが知られている。ショット雑音による電流を $i_s(t)$ とすると、ショット雑音電流の二乗平均値は以下のように表される。

$$N_s = \overline{i_s^2(t)} = 2qI_p B_R \quad (3.2)$$

q は電子電荷、 I はフォトダイオードの出力電流値である。暗電流 I_d によってもショット雑音が発生するので実際には

$$N_s = \overline{i_s^2(t)} = 2q(I + I_d) B_R \quad (3.3)$$

と書ける。

(3) レーザー光の揺らぎ、コヒーレンス

レーザー光には誘導放出光と自然放出光 ASE (Amplified Spontaneous Emission) の干渉による強度の揺らぎが発生する。レーザーの雑音を評価するパラメータとして相対強度雑音 RIN (Relative Intensity Noise) がある。

$$RIN = 10 \log_{10} \frac{N_f^2}{P^2 B_R} \quad (3.4)$$

ここで N_f は光強度の揺らぎ（強度雑音）、 P は平均光強度である。コヒーレントによる測定の場合、強度の揺らぎはあまり測定には影響を及ぼさないが、その代わりレーザー光のコヒーレンスが重要になる。コヒーレンスは空間的コヒーレンスと時間的コヒーレンスに分けて考えることができる。空間的コヒーレンスは光の波面の一様さを測る尺度であるが、ファイバ自体をセンサとするファイバセンサにおいてあまり影響はない。時間的コヒーレンスは、光電場の周期性がどれだけ長く保たれるかを表す尺度である。時間的コヒーレンスの高いレーザー光は、マイケルソン干渉計などで大きな光路差を与えて干渉させた場合でも、鮮明な干渉縞を得ることが出来る。干渉縞を得ることの出来る最大の光路差をコヒーレンス長と呼び、時間差をコヒーレンス時間と呼ぶ。コヒーレンス長 L_c は光源のスペクトル幅 $\Delta\nu$ を用いて

$$L_c = \frac{c}{n\Delta\nu} \quad (3.5)$$

と表される。一般的な半導体レーザーのコヒーレンス長は数十 cm から数 m 程度である。コヒーレンス長を超える領域においては、光源の位相ゆらぎが位相雑音として観測される。DAS においてはゲージ長内における入射光と後方散乱光の位相差の時間変化を測定するため、原理的には位相雑音が問題になることはないと考えられるが、ゲージ長がコヒーレンス長以上よりも大きい場合、ノイズとして観測される可能性がある。

(4) フェージング雑音

DAS におけるフェージング雑音は、干渉性フェージングと偏波性フェージングにより起きると考えられる。干渉性フェージングは分布した多数の散乱体によって後方散乱された光波間の干渉によって引き起されるものである。偏波性フェージングはファイバのねじれなどによって偏波面の回転が起き、それが変動することによって生じる。これらは後方散乱光の位相関係が光ファイバの長手方向に沿ってランダムに変化するため、測定される後方散乱光の強度に揺らぎが生じる。そのためフェージングによるノイズは局所的に発生する。

(5) 光増幅器による雑音

光信号を直接増幅する光増幅器は、光ファイバ通信システムで一般的に用いられている。光増幅器としては、半導体レーザー増幅器、エルビウム添加光ファイバ増幅器、ラマン増幅

器などが研究されている。半導体レーザー増幅器は、デバイスとしては半導体レーザーと基本的に変わらないものを使用するが、その両端面に無反射コーティングを施して、進行波型として使用する。それにより入力光が誘導放出による増幅作用を受ける。増幅器出力端には光アイソレータが置かれており、これによって外部からの反射光による不安定動作などを防止する。半導体レーザー増幅器は本質的に利得の偏波依存性を有しているため、中継増幅器としての利用は困難であり実用システムでこの用途で利用されている例はほとんど見られない。EDFA はエルビウムを微量に添加したファイバが増幅媒体になる性質を利用したものである。EDFA ではポンプレーザーが設置され、ここから出力される $1.48\ \mu\text{m}$ あるいは $0.98\ \mu\text{m}$ 帯の光信号が、 $1.55\ \mu\text{m}$ 帯の光信号とともに波長分割多重 WDM (Wavelength Division Multiplexing) カップラに入力され、合波された信号はエルビウム添加光ファイバに入射される。ポンプレーザーからの出力は、エルビウムドープ光ファイバ内の Er^{3+} イオンを励起する。誘導放出は $1.53\ \mu\text{m}$ 帯の遷移を用いたものであり、それによって $1.55\ \mu\text{m}$ 帯の光信号が増幅される。EDFA は現在の光ファイバ通信システムに用いられている光中継増幅器、また光受信器直前に挿入される光前置増幅器において、ほぼ唯一の選択肢として用いられている。その理由は、EDFA が半導体レーザー増幅器に対して、入出力結合がファイバで行われるため、極めて低損失で結合できることと、偏波依存性がほぼ 0 であること、極めて広帯域であり、WDM 信号が一括で増幅できることなどが挙げられる。ラマン増幅器は、ラマン増幅と呼ばれる現象を利用した技術である。光ファイバに強い励起光を入射すると励起光波長より $100\ \text{nm}$ 程度長い波長域に増幅が得られる。EDFA 以上に、広い波長域で増幅できる点が特徴である。ラマン増幅を用いたシステムでは、励起光の届く数十キロメートルの光ファイバ中で、低雑音かつ分布的に増幅できる。その結果、局間光ファイバの距離が長い区間であっても、高品質な信号伝送が可能となる。ボビンに巻いた数キロメートルの光ファイバを増幅媒体とするラマン増幅器は、特にラマンファイバ増幅器と呼ばれる。ラマンファイバ増幅器は、EDFA と比べて励起効率はやや低いが、帯域は最大で約 $100\ \text{nm}$ と広い点が特徴である。また EDFA では、増幅可能な帯域が限られていますが、ラマンファイバ増幅器は任意の波長域で増幅できる点も利点である。

光増幅器においては、自然放出光が増幅されることにより、これが雑音となってシステム特性に影響を与える。自然放出光雑音の値は、光子の存在確立を表すレート方程式（マスター方程式）を解くことにより求めることができる。光増幅器に平均 $\langle n_0 \rangle$ 個の光子が入射した場合、出力の平均光子数 $\langle n \rangle$ は、

$$\langle n \rangle = \langle n_0 \rangle G_a + (G_a - 1) n_{sp} \quad (3.6)$$

ここで n_0 は信号光の光子数、 G_a は利得、 n_{sp} は自然放出係数（反転分布パラメータ）である。式 3.6 の第 1 項は増幅された信号光を、第 2 項は増幅された自然放出光を表している。 n_{sp} は 2 準位系では、

$$n_{sp} = \frac{N_2}{N_2 - N_1} \quad (3.7)$$

と表される。ただし N_1 、 N_2 は基底状態及び励起状態の原子密度である。完全な反転分布が形成されれば $n_{sp}=1$ であるが、現実には $n_{sp}>1$ となる。さらに雑音特性を求めるために光子数の分散 σ_n^2 を計算すると、

$$\sigma_n^2 = \langle n^2 \rangle - \langle n \rangle^2 = \langle n_0 \rangle G_a + (G_a - 1)n_{sp} + 2\langle n_0 \rangle G_a (G_a - 1)n_{sp} + (G_a - 1)^2 n_{sp}^2 \quad (3.8)$$

となる。式 3.8 の各校の意味は次の通りである。

第 1 項：増幅された信号光によるショット雑音

第 2 項：増幅された自然放出光によるショット雑音

第 3 項：増幅された信号光と増幅された自然放出光間のビート雑音

第 4 項：増幅された自然放出光間のビート雑音

このように光増幅器を用いたシステムにおいては、自然放出光に基づく特有の雑音があることがわかる。自然放出光は実際には数十 nm 以上の広帯域にわたって存在する。そこで、実際の光通信システムでは自然放出光による影響を軽減するため帯域幅 Δf の光バンドパスフィルタを用いることが一般的である。 Δf は自然放出光の帯域に比べれば十分に狭いが、入射光のスペクトル幅と比べれば十分に広いと考えられる。このとき、単位時間に出力される光子数 $\langle N \rangle$ は式 3.6 より、

$$\langle N \rangle = \int_0^\infty \langle n \rangle df = G_a N_0 + (G_a - 1)n_{sp} \Delta f \quad (3.9)$$

となる。ただしここで

$$N_0 = \int_0^\infty \langle n_0 \rangle df \quad (3.10)$$

であり、 N_0 は単位時間当たりに入射する光子数を表す。さらに式 3.8 の雑音についても同様な計算を行うと

$$\Sigma_n^2 = \int_0^\infty \sigma_n^2 df = G_a N_0 + (G_a - 1)n_{sp} \Delta f + 2N_0 G_a (G_a - 1)n_{sp} + (G_a - 1)^2 n_{sp}^2 \Delta f \quad (3.11)$$

となる。式 3.11 の第 3 項は信号光と自然放出光のビート雑音を表す項である。この項は信号光が存在する周波数にしか被積分関数が値を持たないため、第 3 項には Δf が掛からない。式 3.11 は自然放出光と信号光は同じ偏波面を持つと仮定したが、EDFA においては直交する偏波成分を持つ自然放出光成分も考える必要がある。この場合式 3.9 の第 2 項、及び式 3.11 の第 2 項、第 4 項はそれぞれ 2 倍され、以下のように表される。

$$\langle N \rangle = G_a N_0 + 2(G_a - 1)n_{sp} \Delta f \quad (3.12)$$

$$\Sigma_n^2 = G_a N_0 + 2(G_a - 1)n_{sp} \Delta f + 2N_0 G_a (G_a - 1)n_{sp} + 2(G_a - 1)^2 n_{sp}^2 \Delta f \quad (3.13)$$

EDFA を光受信機の前に設置した場合の雑音電力について考える。光子数のゆらぎが式 3.13 で与えられるときに、受光素子の量子効率が 1 であると仮定すると、その分散 $\langle i_{sp}^2 \rangle$ は、

$$N_{sp} \equiv \langle i_{sp}^2 \rangle = 2q^2 \Sigma_n^2 B_R \quad (3.14)$$

である。また光電流の平均値 I は

$$I = q G_a N_0 \quad (3.15)$$

となる。また光受信機の熱雑音は、

$$N_T = \frac{4k_B T}{R_L} F B_R \quad (3.16)$$

となる。F は増幅器によって雑音がどれだけ付加されたかを表す雑音指数である。以上のことから全雑音電力は、

$$N = N_T + N_{sp} \quad (3.17)$$

したがって光受信機の SN 比は

$$SNR = \frac{I^2}{N} = \frac{q^2 G_a^2 N_0^2}{\frac{4k_B T}{R_L} F B_R + 2q^2 B_R \{G_a N_0 + 2(G_a - 1)n_{sp} \Delta f + 2N_0 G_a (G_a - 1)n_{sp} + 2(G_a - 1)^2 n_{sp}^2 \Delta f\}} \quad (3.18)$$

となる。ここで光増幅器の利得 G_a を大きくし、かつ光フィルタで適切に帯域制限していくと、分母の第 4 項である信号光と自然放出光間のビート雑音が支配的になり、

$$SNR \approx \frac{q^2 G_a^2 N_0^2}{2q^2 B_R 2N_0 G_a (G_a - 1)n_{sp}} \approx \frac{N_0}{4n_{sp} B_R} \quad (3.19)$$

と表すことができる。これを $G_a=1$ のときと比較すると光増幅器の雑音指数は

$$F = 2n_{sp} \quad (3.20)$$

と書ける。 $n_{sp}=1$ のとき F は最小値 2 であり理想的な光前置増幅器な場合でも 3dB の劣化が起きる。一般的な商用の EDFA は 5 dB 程度以上である。

光増幅器を中継器として光ファイバ伝送路での損失を回復させる場合を考える。光信号が長さ L の光ファイバを伝搬した場合、損失 ζ は

$$\zeta = \exp(-\alpha L) \quad (3.21)$$

となる。 α は光ファイバの減衰定数である。したがって光ファイバを伝搬した後の平均光子数と光子数の分散はそれぞれ

$$\langle N \rangle = \zeta G_a N_0 + 2\zeta(G_a - 1)n_{sp} \Delta f \quad (3.22)$$

$$\Sigma^2 = \zeta G_a N_0 + 2\zeta(G_a - 1)n_{sp} \Delta f + 2\zeta^2 N_0 G_a (G_a - 1)n_{sp} + 2\zeta^2 (G_a - 1)^2 n_{sp}^2 \Delta f \quad (3.23)$$

となる。したがって光信号の SN 比は

$$SNR = \frac{(\zeta G_a N_0)^2}{2B_R \{\zeta G_a N_0 + 2\zeta(G_a - 1)n_{sp} \Delta f + 2\zeta^2 N_0 G_a (G_a - 1)n_{sp} + 2\zeta^2 (G_a - 1)^2 n_{sp}^2 \Delta f\}} \quad (3.24)$$

となる。ここで光ファイバが短く減衰が小さい時($\zeta G_a > 1$)のとき

$$SNR \approx \frac{N_0}{4n_{sp} B_R} \quad (3.25)$$

となる。これはビート雑音限界の状態である。次に光ファイバが長く減衰が大きい場合($\zeta G_a < 1$)は

$$SNR \approx \frac{\zeta G N_0}{2B_R} \quad (3.26)$$

となる。すなわちファイバ長が長くなり損失が増加していくほど SN 比は劣化していく。

(6)非線形光学効果

光ファイバによる長距離伝送においては、減衰のため入射光の強度を強くしたいが、ある光強度以上になると非線形光学効果が発生する。光ファイバの非線形光学効果としては、自

自己位相変調効果 SPM (Self Phase Modulation)、誘導ラマン散乱 SRS (Stimulated Raman Scattering)、誘導ブリルアン散乱 SBS (Stimulated Brillouin Scattering)などがある。非線形光学効果により光ファイバセンサとしての機能不全を起こすことがあるため、入射光の強度は限られ、伝送距離は制限される。以下に非線形光学効果の説明をする。

物質中に超短パルス光などの強い光が入射すると、光強度に比例して物質の屈折率が変化する。これは三次の非線形光学現象のひとつで非線形屈折率効果とよばれるが、この非線形屈折率効果を誘起する光自身の位相が変調を受ける現象を自己位相変調と呼ばれる。この自己位相変調は超短パルス光のスペクトルチャープを引き起こす。

非線形媒質にある閾値（ラマン閾値）を超えるような強いポンプ光が入射されると、ストークス光と呼ばれるより低い周波数を持つ成分が急に成長し、ポンプエネルギーの大部分がストークス光になる現象を誘導ラマン散乱と言う。このポンプ光とストークス光の周波数差はラマンシフトまたはストークスシフトと呼ばれる。誘導ラマン散乱はラマン増幅器や、ファイバラマンレーザーを機能させる重要な非線形過程である。

誘導ブリルアン散乱はあるパワー以上の光を光ファイバに入力した場合にほとんどの光信号が入射点で反射される現象をいう。光ファイバのような媒質に光を入射すると、そのエネルギーの一部が媒質中で熱に変換され、熱振動を発生させる。この熱振動は媒質中に超音波を発生させるので、入射光の一部は波長が少しシフトされて散乱する。入射光の強度が比較的小さい状態では、散乱光は微弱であり、またあらゆる方向に散乱される。しかし、入射光の強度が増加して閾値を越えると、散乱光の強度が急激に増加して入射光のそれと同程度になる上に、その向きが入射と反対方向になる。このため、入射光はほとんど反射されて媒質中に入らなくなる。

3.2 DAS におけるノイズ

DAS は第 2 章で示したように様々な測定方法が開発されているが、本研究では長距離測定においてノイズの少ないコヒーレンス検知のノイズについて考察する。コヒーレンス検知におけるノイズは、熱雑音、ショット雑音、レーザー光のゆらぎが影響と考えられる。あるファイバ位置 z からの後方散乱光強度 $P_s(z)$ を以下のように表す。

$$P_s(z) = \gamma P_L \{\zeta(z)\}^2 \quad (3.27)$$

ここで γ は入射光に対する後方レイリー散乱係数、 P_L は入射光強度であり、ファイバ位置 z における損失 ζ は

$$\zeta(z) = \exp(-\alpha z) \quad (3.28)$$

とした。局所発信光と入射光強度が等しいとして、受光器に入るビート信号電力 $P_B(z)$ は

$$P_B(z) = \gamma P_L^2 \{\zeta(z)\}^2 \quad (3.29)$$

と書ける。コヒーレント検知においてはバランス検出器を使用し、差分をとることにより定常的な光電流を相殺するが、局所発信光が他の信号に比べ大きいため、局所発信光のショット雑音が最も測定に影響を与えと考えられる。局所発信光の光電流 I_L と暗電流 I_d から生

じるショット雑音は式 3.3 から

$$N_s \approx 2q(I_L + I_d)B_R \quad (3.30)$$

となる。またビート信号による光電流 I_B は

$$I_B(z) = \frac{q\eta P_B(z)}{h\nu} = \beta I_L P_L \{\zeta(z)\}^2 \quad (3.31)$$

となる。ここで η は量子効率とした。以上から DAS におけるビート信号の SN 比は

$$SNR = \frac{(\beta I_L P_L \{\zeta(z)\}^2)^2}{\frac{4k_B T}{R_L} B_R + 2q(I_L + I_d)B_R} \quad (3.32)$$

となる。ビート信号強度の SN 比は上記のように表されるが、実際のビート信号は位相差 φ によっても変化するため、IQ 検波から得られる位相差 φ の雑音は全位相差範囲 $[-\pi, \pi]$ について考える必要がある。また光源のゆらぎも入射光と後方散乱光の位相差 φ に影響を与えると思われるが、最終的にはゲージ長での差分とパルス間隔での差分をとることで影響が少なくなると考えられる。コヒーレント検知 DAS におけるノイズを理解するために、位相差 φ の誤差の標準偏差のシミュレーションを行う。バランス検出器で生じるショット雑音と熱雑音を平均値 μ 、標準偏差 σ のガウス分布と仮定して考える。図 3.2-1 に光ファイバ位置に対する位相差 φ の誤差のシミュレーションを示す。光ファイバの減衰係数を 0.2 dB/km としたとき、ビート信号が 75 km 地点で雑音電力と同程度になると仮定した。シミュレーション結果を見ると、ノイズの平均値 μ と標準偏差 σ の値によって位相差 φ の標準偏差の大きさが大きく変化している。平均値が標準偏差に比べて大きい場合、遠方では位相差 φ の標準偏差がほぼ一定値になる。

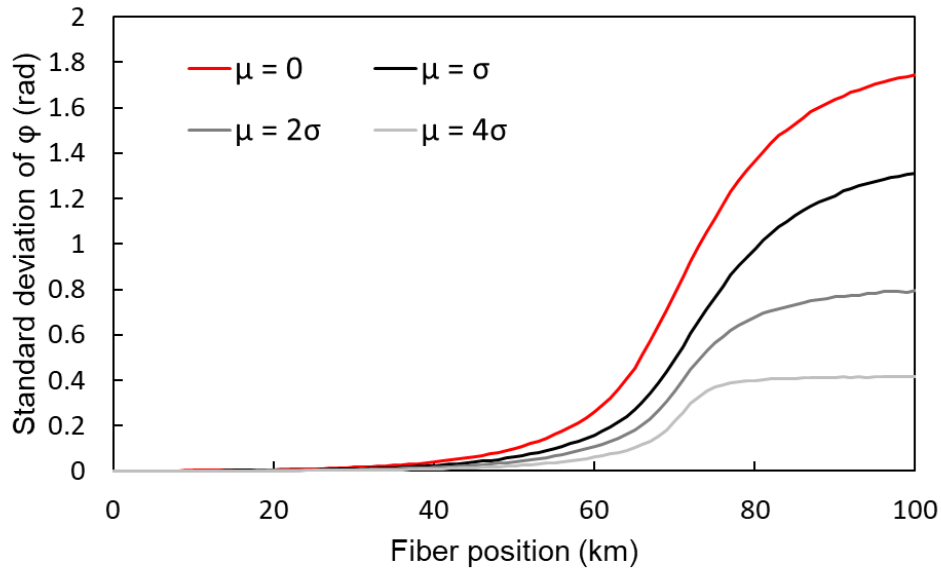


図 3.2-1 光ファイバ位置に対する位相差 φ の誤差の標準偏差シミュレーション

図 3.2-1 で想定したような場合に対して 50 km 地点で光増幅器を挿入することを考える。入射光を増幅する場合、50 km 以降も同様な信号強度を得るためには 20 dB 回復する必要がある。20 dB 増加すると、50 km 地点における入射光は 0 km 地点よりも 10 dB 強度が大きくなる。入射光強度が非線形光学効果の閾値を超えてしまうと測定自体ができなくなってしまうため、0 km 地点での入射光強度が閾値限界だとすると、入射光の増幅は 10 dB が限界値となる。後方散乱光を増幅する場合、光増幅器から発生する自然放出光がそのまま受光器に入ってしまうため、自然放出光と後方散乱光とのビート信号や自然放出光同士のビート信号が大きなノイズとなると考えられる。

3.3 DAS における光増幅器を用いた既存研究

一般的な DAS においては、ファイバ長が 50km を超えると後方散乱強度が低下し、ひずみ測定が困難になる。測定距離を延ばすために、後方散乱光を増強したファイバを用いたノイズの評価が行われている^{3.2)}。しかしながら後方散乱を増強することで伝送損失が増加する。近年マイクロ加工したファイバを用いることにより、光ファイバ中で発生するレイリー散乱自体を増強し、大きな伝送損失を発生させることなく後方散乱光を増強する試みも行われている^{3.3)}。コヒーレント OTDR では、EDFA やラマン増幅器を用いて光強度を回復させる試みがいくつかなされている^{3.4) - 3.13)}。これらの研究では、光強度の変化に対応する非定量的なひずみ測定において、増幅器を用いた SN 比の改善が行われた。定量的な DAS では、ラマン増幅器や遠隔励起 EDFA を用いることで、100 km の距離でのセンシングが可能である^{3.14) 3.15)}。

本研究では通常の通信ケーブルを使用する条件下で、コヒーレント検出による長距離の定量的なひずみ測定における位相差雑音を低減することを目的とする。双方向性 EDFA は実装が容易であり、その信頼性は通信業界で実証済みである。そこで 2 つの EDFA を組み合わせ信号光を双方向に増幅し、光ファイバ全長にわたるひずみ測定の性能向上を評価した。

3.4 双方向光増幅器を用いたノイズ低減実験

図 3.4-1 に実験の概要図を示す。市販の DAS システム (N5200A、APSensing 社製) を使用し、レーザー波長 1550 nm である。N5200A は、コヒーレント検出方式により位相差を測定する。内蔵の EDFA の増幅率は一定で、測定に影響を及ぼさない。図 3.4-1 (a) は 100 km のファイバケーブルと増幅器を持たない DAS システムからなる基本構成である。ファイバは群屈折率 1.468 のシングルモードファイバ (AllWave, OFS) で、1550 nm での減衰係数は 0.19 dB/km 以下である。100 km のファイバは 4 つのボビンに巻かれている。ボビン同士は SC/APC コネクタで接続した。図 3.4-1 (b) は、順路の 50 km 地点に EDFA (AMP-FL8013-CB-16、Fiber labs 社製) を挿入し、入射光の強度を増幅した図である。使用した EDFA の雑音指数は 5 dB 未満であった。また、光バンドパスフィルタ OBPF (Optical Band Pass Filter) として

狭帯域波長可変光フィルタ (WLTF-NM-S-1550-60/0.3-SM-0.9/1.0-SC/APC, WL Photonics)が挿入されている。OBPF の半値全幅 (FWHM)は 0.3 nm であった。EDFA にはアイソレータが搭載されているため、後方 50 km のファイバにおける後方散乱光は 2 つのサーキュレータでバイパスされる。サーキュレータの挿入損失は ≤ 0.8 dB であった。図 3.4-1(c)は、後方散乱光の強度を増幅するために、帰路の 50km 地点に EDFA を挿入した図である。図 3.4-1(d)は、50km 地点に 2 つの EDFA を挿入し、両方向に進む光を増幅するようにした図である。このように 2 つの EDFA で構成された増幅システムを本稿では双方向増幅器 (Bidirectional amplifier)と呼ぶ。

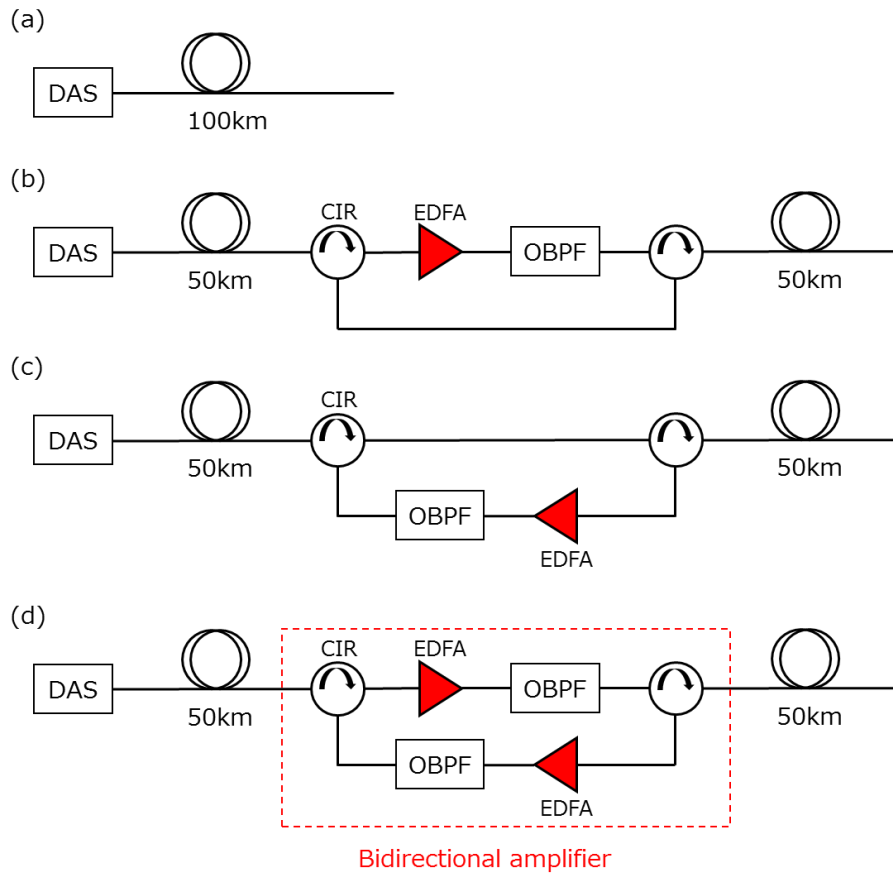


図 3.4-1 実験概要図 (a)アンプなしの場合 (b)入射光を EDFA により増幅する場合 (c)後方散乱光を EDFA により増幅する場合 (d)双方向を EDFA により増幅する場合。

DAS はゲージ長 5.0985 m、測定周波数 500 Hz で位相差を測定した。DAS が出力するデータである位相差 ψ は入射光と後方散乱光の位相差 φ とゲージ長 G 、測定周波数 f_s (=パルス周波数) を用いると式 2.24 から以下のように表される。

$$\psi(x, t) = \left[\varphi(x, t) - \varphi(x, t - \frac{1}{f_s}) \right] - \left[\varphi(x - G, t) - \varphi(x - G, t - \frac{1}{f_s}) \right] \quad (3.33)$$

位相差 ψ はひずみが発生しない場合は 0 なので、光増幅器によるノイズの評価は位相差 ψ の標準偏差によって行った。本稿では位相差 ψ の標準偏差を位相差雑音 σ_ψ と呼ぶこととする。

OTDR を用いて増幅器による後方散乱光強度の回復を確認した。図 3.4-1 に示した 4 つのセットアップの後方散乱光強度を図 3.4-2 に示す。後方散乱光強度は 0 km 地点を基準とした相対値である。4 組の OTDR データは、増幅器なし、順路の途中 (50 km) で光増幅器により後方散乱光を 8.0 dB 増幅、帰路で光増幅器により後方散乱光を 8.0 dB 増幅、双方向増幅器で後方散乱光を 17.2 dB 増幅したものである。また増幅率は入射光電力ではなく後方散乱光電力である。OTDR による測定は後方散乱光と熱雑音電力の足した値なので、得られた光電力から熱雑音を見積もることができる。増幅器を使用していないデータから求められた局所発信光のショット雑音と熱雑音は -29 dB であり、SN 比が 1 になる光ファイバ位置は 75 km 付近であった。また後方散乱光を増幅する場合、自然放出光に関連する信号光とのビートと、自然放出光間で発生するビートの両方が存在する。信号光と自然放出光とのビートノイズは時間 (距離) に依存するが、自然放出光同士のビートノイズは時間 (距離) に依存しない。入射光を増幅した場合、自然放出光に関連するノイズの後方散乱が信号光を妨害する。しかし、その影響は後方散乱光を増幅する場合に比べれば軽微である。そのため後方散乱光を増幅する場合の方が遠方での光強度が大きく見えている。

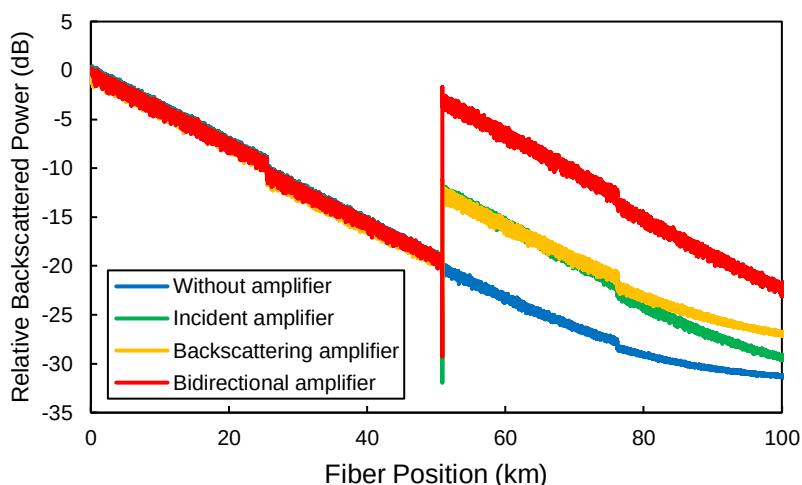


図 3.4-2 OTDR による後方散乱光強度分布 増幅器なし、順路の途中 (50 km) で 8.0 dB の増幅、帰路で 8.0 dB の増幅、双方向増幅器で両方向に 17.2 dB の増幅

図 3.4-3 に位相差雑音のファイバ位置依存性を示す。標準偏差は、100 m の範囲での移動平均を用いて計算されている。すべてのファイバボビンは防振台上に置かれているが、温度ドリフトなどの環境ノイズの影響をわずかに受けている。各ファイバボビンは同程度の環

境ノイズを受けるため、標準偏差が距離とともに増加している原因は、信号光強度減少によるものと考えられる。遠方ほど標準偏差が大きくなっているのがわかる。図 3.2-1 の位相差 φ の標準偏差シミュレーションと得られた位相差雑音 σ_ψ を直接は比較できないが、傾向は似ている。

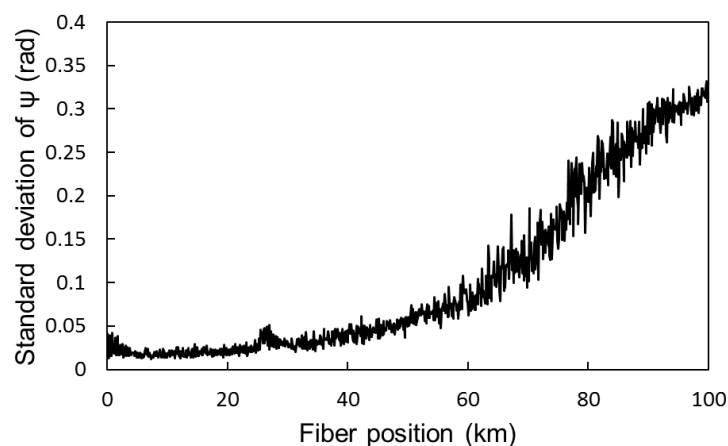


図 3.4-3 位相差雑音 σ_ψ のファイバ位置依存性

図 3.3-4 は、増幅器なしと順路で 8.0 dB 増幅したときの位相差雑音である。光増幅器により 50 km 地点以降のノイズが全体的に減少していることがわかる。図 3.3-5 は順路で 11.0 dB 増幅したときの位相差雑音である。光増幅器直後の 50 km 付近では、標準偏差が減少しているが、75 km 以降の範囲では、標準偏差が急に増加し飽和している。これは入射光強度を強くしすぎたため非線形光学効果が発生したと考えられる。非線形光学効果を確認するために光スペクトラムアナライザ（横河電機製 AQ6370D）により、入射光のパワースペクトル測定を行った。図 3.3-6 に順路で 8.0 dB 増幅した場合の入射光パワースペクトルを示す。また図 3.3-7 に 11.0 dB 増幅した場合の入射光パワースペクトルを示した。2 つのグラフを見比べると 8.0 dB では 50 km と 75 km 地点での入射光のスペクトル形状はあまり変化していないが、11.0 dB 増幅した場合では 50 km と 75 km 地点で大きく異なっていることがわかる。増幅器直後の 50 km 地点では入射光のスペクトルは急峻であったが、75 km ではほぼフラットになっている。これは非線形光学効果の自己位相変調が発生したためと考えられる。自己位相変調は異常分散を引き起こし、その分散は増幅器からの距離が長くなるにつれて大きくなる。これによりコヒーレント位相検出を妨害され、その結果 75 km 以降の正しい位相差を取得できなかったと考えられる。

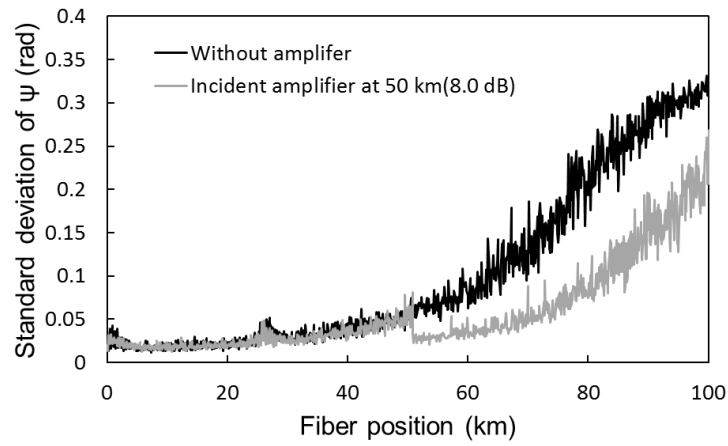


図 3.4-4 増幅器なしと順路 50 km 地点で 8.0 dB 増幅した場合の位相差雑音 σ_ψ

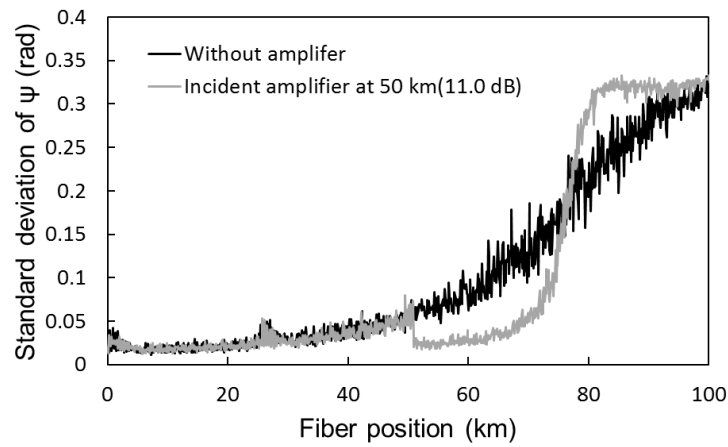


図 3.4-5 増幅器なしと順路 50 km 地点で 11.0 dB 増幅した場合の位相差雑音 σ_ψ

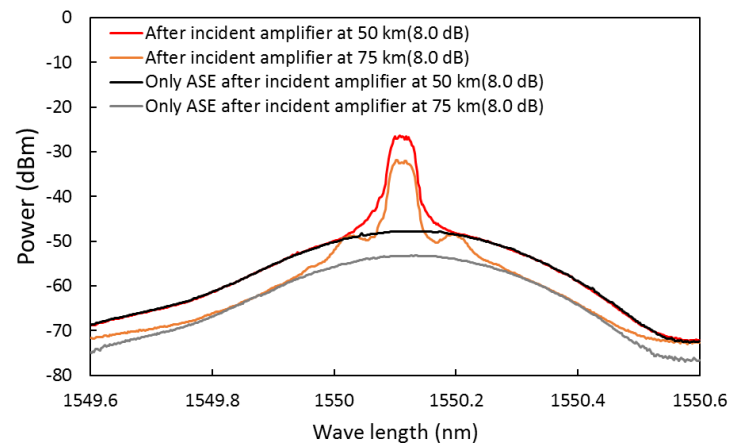


図 3.4-6 順路 50 km 地点で 8.0 dB 増幅した場合の入射光パワースペクトル

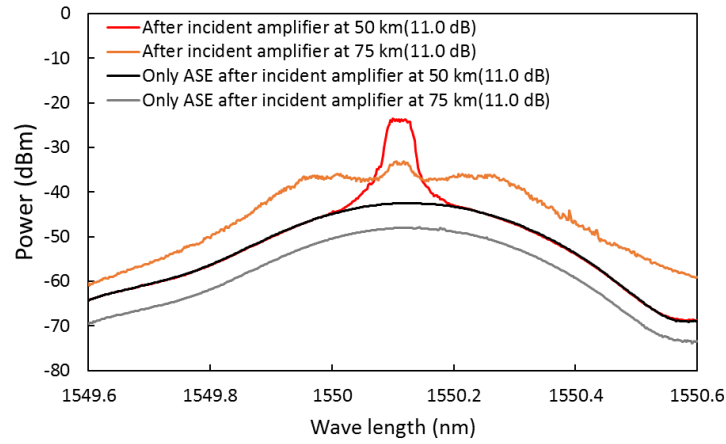


図 3.4-7 順路 50 km 地点で 11.0 dB 増幅した場合の入射光パワースペクトル

図 3.4-8 は帰路 50 km 地点で 8.0 dB 増幅した場合の位相差雑音を示している。この場合も 50 km 以降のノイズは低減されているが、入射光を増幅した場合に比べて低減の程度が小さい。これは、自然放出光に関するビート雑音により全体の SN 比が低下したことが原因と考えられる。図 3.3-9 に帰路 50 km 地点で 11.7 dB 増幅した位相差雑音を示す。増幅器がない場合に比べて 50km 以降のノイズは抑制されたが、50km より手前のノイズはさらに増加した。

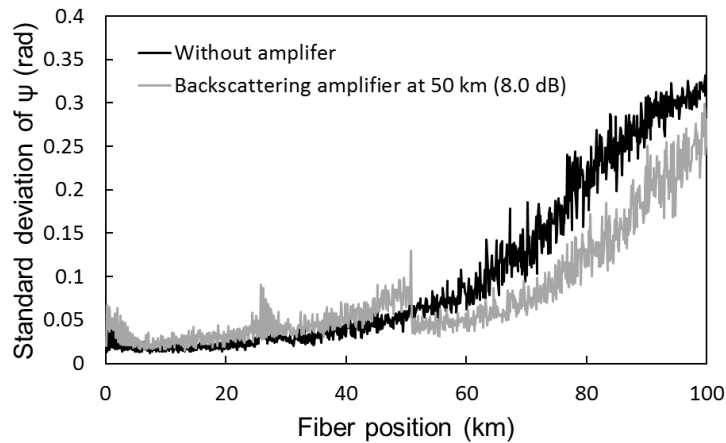


図 3.4-8 増幅器なしと帰路 50 km 地点で 8.0 dB 増幅した場合の位相差雑音 σ_ψ

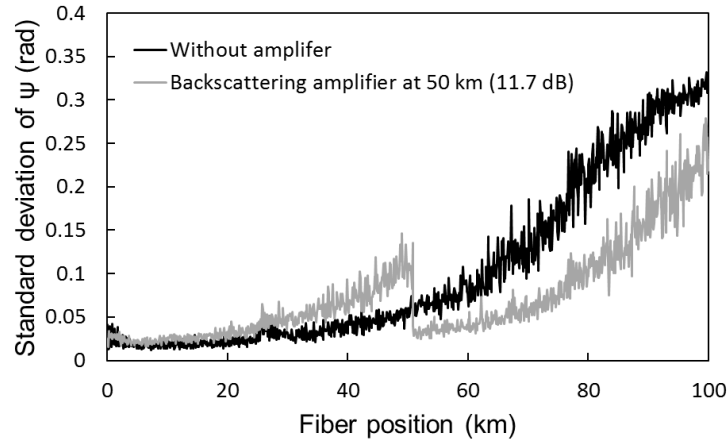


図 3.4-9 増幅器なしと帰路 50 km 地点で 11.7 dB 増幅した場合の位相差雑音 σ_ψ

双方向光増幅器の順路の光増幅器による増幅率を 8.0 dB に固定し、帰路の光増幅器の増幅率を変化させたときの位相差雑音を調べた。図 3.4-9 に双方向増幅器の増幅率に対する位相差雑音の平均値 $\overline{\sigma_\psi}$ を示す。双方向光増幅器の増幅率が 12 から 19 dB のとき、50 km 以降のノイズ低減と自然放出光による 50km 以前のノイズ増加がバランスし、全体の平均位相差雑音 $\overline{\sigma_\psi}$ はほぼ一定値であった。図 3.4-10 は増幅器なしと 50 km 地点で双方向増幅器により 17.2 dB 増幅した場合の位相差雑音である。増幅器なしの場合と比較して、50 km 以降のノイズが大幅に低減されていることが確認された。増幅器を使用していない状態に比べ、全体の平均位相差雑音が 40%程度まで減少した。光増幅器前後で見ると、50 km 以降では 20%程度まで減少したが、50 km 以前では自然放出光の影響により 1.35 倍に増加した。

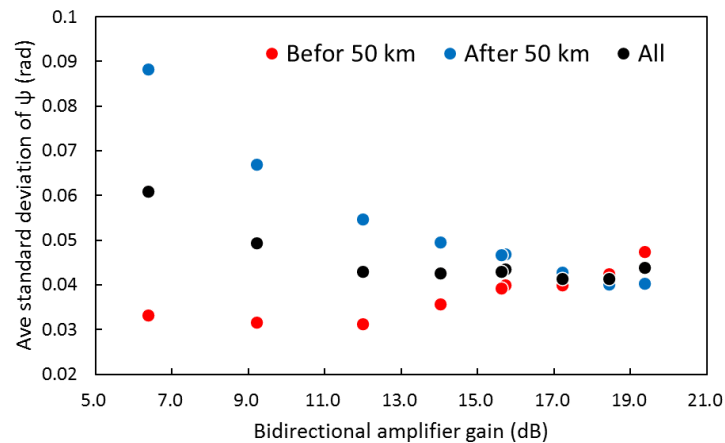


図 3.4-10 双方向光増幅器の増幅率に対する平均位相差雑音 $\overline{\sigma_\psi}$

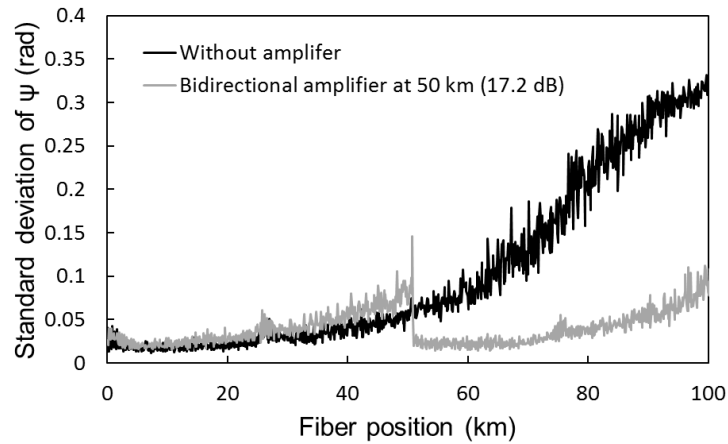


図 3.4-11 増幅器なしと 50 km 地点で双方向増幅器により
17.2 dB 増幅した場合の位相差雑音 σ_ψ

双方向光増幅器により平均位相差雑音を低減することに成功したが、実際は環境雑音があるため位相差 ψ が 0 ではないことや、測定器の内部の処理などが影響するため定量的な議論は難しい。そこで双方向増幅器の効果を確認するために、光ファイバストレッチャ（PZ3-SMF2-APC-E, Optiphase 社製）を用いたひずみ測定実験を行った。挿入した光ファイバストレッチャの損失は 0.5 dB である。光ファイバストレッチャを 75 km 地点に挿入し、10 Hz の正弦波電圧で駆動した。印加されたひずみは $\pm 0.047 \mu\epsilon$ である。図 3.4-11 に増幅器光なしと双方向光増幅器使用時におけるファイバストレッチャによるひずみ測定を示す。波形は 4Hz カットオフのハイパスフィルタでフィルタリングされている。

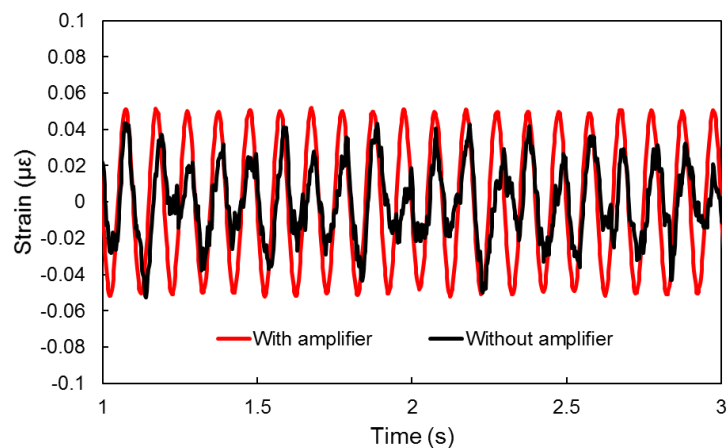


図 3.4-12 75 km 地点における増幅器光なしと双方向光増幅器使用時の
光ファイバストレッチャによるひずみ測定比較

3.5 双方向光増幅器を用いた DAS システムの設計

得られた実験結果から双方向光増幅器を用いた DAS システムの設計について考察する。図 3.5-1 に複数の双方向光増幅器を使用した場合の予想される位相差雑音を示す。双方向光増幅器を新たに挿入する場合、新しい双方向光増幅器による自然放出光の影響を受けるため、全体の平均位相差雑音 σ_ψ は大きくなる。帰路の光増幅器の増幅率を G_b とすると、自然放出光と局所発信光のビート雑音 N_{ASE} は

$$N_{ASE} = 2qI_L(G_b - 1)n_{sp}\zeta(z')B_R \quad (3.34)$$

と書ける。ここで z' は光増幅器の位置である。順路の光増幅器の増幅率を G_i とすれば光ファイバ位置 0 から z' までの SN 比は

$$SNR(z) \approx \frac{(\beta I_P L \{\zeta(z)\})^2}{\frac{4k_B T}{R_L} B_R + 2q\{I_L + I_d + I_L(G_b - 1)n_{sp}\zeta(z')\}B_R} \quad (0 \leq z < z') \quad (3.35)$$

となり、 z' から $2z'$ までの SN 比は

$$SNR(z) \approx \frac{(\beta I_P L G_i G_b \{\zeta(z)\})^2}{\frac{4k_B T}{R_L} B_R + 2q\{I_L + I_d + I_L(G_b - 1)n_{sp}\zeta(z')\}B_R} \quad (z' \leq z < 2z') \quad (3.36)$$

と書ける。ここで後方散乱光の減衰が双方向光増幅器によって完全に回復する ($G_i G_b = \{\zeta(z')\}^2$) とすれば、双方向光増幅器前後でノイズに差はないので 2 つの区間の SN 比の分布は変わらないことになる。さらにもう 1 つの双方向光増幅器を挿入し、測定距離を $3z'$ までとする。また双方向光増幅器の増幅率はそれぞれ同じ値とし等間隔 z' で敷設する場合を考える。ビート雑音は

$$N_{ASE} = 2qI_L\{(G_b - 1)n_{sp}\zeta(z') + G_b(G_b - 1)n_{sp}\zeta(2z')\}B_R \quad (3.37)$$

となるのでそれぞれの区間の SN 比は

$$SNR(z) \approx \frac{(\beta I_P L \{\zeta(z)\})^2}{\frac{4k_B T}{R_L} B_R + 2q\{I_L + I_d + I_L\{(G_b - 1)n_{sp}\zeta(z') + G_b(G_b - 1)n_{sp}\zeta(2z')\}\}B_R} \quad (0 \leq z < z') \quad (3.38)$$

$$SNR(z) \approx \frac{(\beta I_P L G_i G_b \{\zeta(z)\})^2}{\frac{4k_B T}{R_L} B_R + 2q\{I_L + I_d + I_L\{(G_b - 1)n_{sp}\zeta(z') + G_b(G_b - 1)n_{sp}\zeta(2z')\}\}B_R} \quad (z' \leq z < 2z') \quad (3.39)$$

$$SNR(z) \approx \frac{(\beta I_P L G_i^2 G_b^2 \{\zeta(z)\})^2}{\frac{4k_B T}{R_L} B_R + 2q\{I_L + I_d + I_L\{(G_b - 1)n_{sp}\zeta(z') + G_b(G_b - 1)n_{sp}\zeta(2z')\}\}B_R} \quad (2z' \leq z < 3z') \quad (3.40)$$

となる。ここで双方向光増幅器の増幅率はそれぞれ同じ値とし、等間隔 z' で敷設することとした。この条件で n 個の双方向光増幅器を使用した場合の m 番目の区間の SN 比は

$$SNR(z) \approx \frac{(\beta I_P L G_i^{m-1} G_b^{m-1} \{\zeta(z)\})^2}{\frac{4k_B T}{R_L} B_R + 2q\{I_L + I_d + I_L\{\sum_{k=1}^n G_b^{k-1} (G_b - 1)n_{sp}\zeta(kz')\}\}B_R} \quad ((m-1)z' \leq z < mz') \quad (3.41)$$

となる。式 3.41 から測定距離を延長し、それに応じて双方向光増幅器の個数が増えれば全体の SN 比が低下していくことがわかる。またその劣化度は自然放出光係数 n_{sp} と帰路の光増幅器の増幅率 G_b に依存する。ある測定距離に対する最適な双方向光増幅器の個数を決めるためには、図 3.4-3 のような位相差雑音 σ_ψ を知る必要がある。SN 比に対する位相差雑音 σ_ψ の関数を $f[SNR(z)]$ とすると平均位相差雑音 $\overline{\sigma_\psi}$ は

$$\overline{\sigma}_{\psi} = \frac{1}{z'} \int_0^{z'} f[\text{SNR}(z)] dz \quad (3.42)$$

となり、これを最小とする z' を求める。

シミュレーションにより最適な双方向光増幅器の間隔 z' を求めてみる。式 3.41 を計算するには様々なパラメータの情報が必要であるが、SN 比に対する位相差雑音 σ_{ψ} の関数 $f[\text{SNR}(z)]$ をファイバ位置に対する位相差雑音 σ_{ψ} の関数 $g(z)$ として考える。すると近似的に双方向光増幅器の追加によって発生する SN 比の低下を積分区間の変更として考えられるので、

$$\overline{\sigma}_{\psi} \approx \frac{1}{z'} \int_{\alpha}^{\alpha+z'} g(z) dz \quad (3.43)$$

と書ける。ここで α は双方向増幅器の追加により発生する SN 比の低下に相当する距離増加とした。本実験で求めたデータから双方向光増幅器を 1 つ挿入することによって、光増幅器以前の SN 比が 10 km 分低下している（図 3.4-10）、 α を双方向光増幅器の数 $\times 10$ km とした。関数 $g(z)$ は実験データに対して $\arctan$ 関数でフィッティングすることにより求める。図 3.5-2 に光ファイバ位置に対する位相差雑音 σ_{ψ} の $\arctan$ 関数によるフィッティングを示す。得られたフィッティング関数 $g(z)$ から式 3.43 を用いて、例として全長 300 km における光増幅器の間隔 z' と平均位相差雑音 $\overline{\sigma}_{\psi}$ の関係を求めた。図 3.5-3 にシミュレーションから求めた 300 km における光増幅器の間隔 z' と平均位相差雑音 $\overline{\sigma}_{\psi}$ の関係を示す。シミュレーションから $z' = 75$ km のとき平均位相差雑音が最小になることが示された。

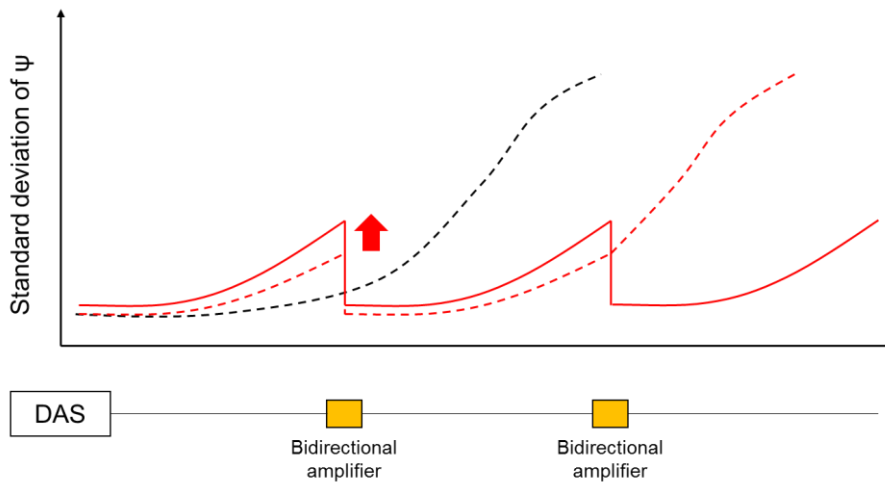


図 3.5-1 複数の双方向光増幅器を使用した場合の予想される位相差雑音 σ_{ψ}

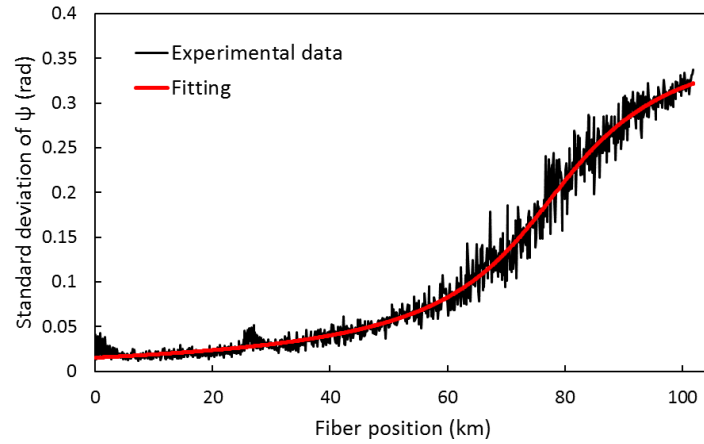


図 3.5-2 光ファイバ位置に対する位相差雑音 σ_ψ の $\arctan$ 関数によるフィッティング

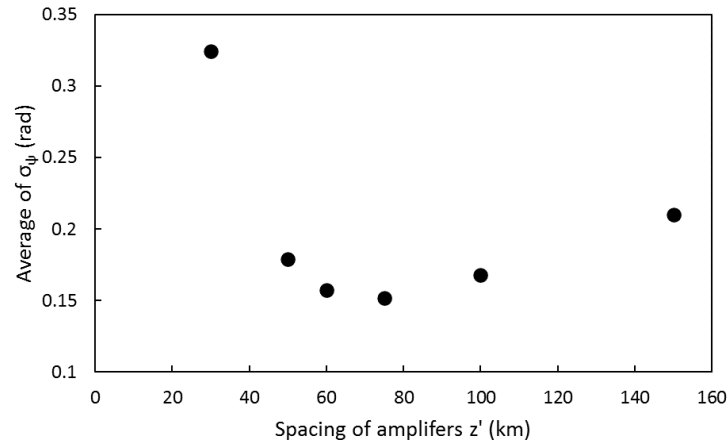


図 3.5-3 シミュレーションから求めた 300 km における
光増幅器の間隔 z' と平均位相差雑音 $\overline{\sigma_\psi}$ の関係

3.6 まとめ

DAS 測定の課題である光量低下によるノイズについて考察と実験を行った。入射光と後方散乱光に対して双方向の光増幅器による光量回復を行い、それに伴う位相差雑音の変化を実験から求めた。入射光の強度を上げていくと非線形光学効果によるノイズの増大を確認した。非線形効果を調べるために光スペクトラムアナライザを使用して、入射光のスペクトルを調べたところ、距離によって分散の度合いが変化していることを確認したため、自己位相変調が起きていることがわかった。非線形光学効果の閾値を超えない程度に入射光の強度を増幅し、帰路の光増幅器を調整することで、全体の平均位相差雑音を 40%程度まで抑制することに成功した。複数の双方向増幅器を導入することで、さらに長距離測定が可能になると期待される。しかしながら帰路の光増幅器による自然放出光と局所発信光のビート雑音が主な雑音になるため、双方向光増幅器の個数を増やしすぎても雑音が大きくなる

可能性がある。平均位相差雑音を最小にするような最適化として、得られた位相差雑音分布を利用し複数の双方向光増幅器におけるシミュレーションを行った。例として測定長 300 km のときにおける最適な双方向光増幅器間の距離を求めた。本研究の環境では双方向光増幅器が 3 つで間隔が 75 km になるときに平均位相差雑音が最小になることが計算からわかった。実際のシステムにおいては接続損失や、SN 比とファイバ位置の非線形性を考慮しないといけないが、システム設計の見積としては有用であると考えられる。

3.7 参考文献

3.1) 笠史郎 伝送理論の基礎と光ファイバ通信への応用 電子情報通信学会

3.2) G. Cedilnik, G. Lees, P. E. Schmidt, S. Herstrøm, and T. Geisler, "Pushing the Reach of Fiber Distributed Acoustic Sensing to 125 km Without the Use of Amplification." IEEE Sensors Letters 3(3), 1-4 (2019).

3.3) A. Masoudi, M. Beresna, and G. Brambilla, "152 km-range single-ended distributed acoustic sensor based on inline optical amplification and a micromachined enhanced-backscattering fiber." Opt. Lett. 46(3), 552-555 (2021).

3.4) Z. Sha, H. Feng, Y. Shi, W. Zhang, and Z. Zeng, "Phase-Sensitive OTDR With 75-km Single-End Sensing Distance Based on RP-EDF Amplification." IEEE Photon. Technol. Lett. 29(16), 1308-1311 (2017).

3.5) X. Tian, R. Dang, D. Tan, L. Liu, and H. Wang, "123 km Φ -OTDR system based on bidirectional erbium-doped fiber amplifier." Proc. SPIE, 10158 (2016).

3.6) M. Lai, K. Peng, Y. Luo, X. Li, Y. Li, F. Ai, D. Liu, and Q. Sun, "Ultra-long distance distributed intrusion detecting system assisted with in-line amplification." IEEE Photon. J. 9(2), 1-10 (2017).

3.7) X. Tian, Y. Yu, M. Zhao M.D., and G. Jiang, "Long distance Φ -OTDR system based on Raman and EDFA synthetic amplification." Proc. SPIE, 10464 (2017).

3.8) Munster, J. Vojtech, P. Sysel, R. Sifta, V. Novotny, T. Horvath, S. Sima, and M. Filka, " Φ -OTDR signal amplification." Proc. SPIE, 9506 (2015).

3.9) H. F. Martins, S. Martín-López, P. Corredera, M. L. Filograno, O. Frazão, and M. Gonzalez-Herráez, "Phase-sensitive optical time domain reflectometer assisted by first-order Raman amplification for distributed vibration sensing over >100 km." J. Lightw. Technol. 32(8), 1510-1518 (2014).

3.10) H. F. Martins, S. Martín-López, M. L. Filograno, P. Corredera, O. Frazão, and M. Gonzalez-Herráez, "Comparison of the use of first and second-order Raman amplification to assist a phase-sensitive optical time domain reflectometer in distributed vibration sensing over 125 km." Proc. SPIE, 9157 (2014).

3.11) Z. N. Wang, J. J. Zeng, J. Li, M. Q. Fan, H. Wu, F. Peng, L. Zhang, Y. Zhou, and Y. J. Rao, "Ultra-long phase-sensitive OTDR with hybrid distributed amplification." Opt. Lett. 39(20), 5866-

5869 (2014).

3.12) H. F. Martins, S. Martín-López, P. Corredera, J. D. Ania-Castañon, O. Frazão, and M. Gonzalez-Herráez, “Distributed vibration sensing over 125 km with enhanced SNR using phi-OTDR over a URFL cavity.” *J. Lightw. Technol.* 33(12), 2628–2632 (2015).

3.13) F. Peng, H. Wu, X. H. Jia, Y.-J. Rao, Z.-N. Wang, and Z.-P. Peng, “Ultra-long high-sensitivity Φ -OTDR for high spatial resolution intrusion detection of pipelines.” *Opt. Exp.* 22(11), 13804–13810 (2014).

3.14) Lieke D. van Putten, Ali Masoudi, and Gilberto Brambilla, "100-km-sensing-range single-ended distributed vibration sensor based on remotely pumped Erbium-doped fiber amplifier." *Opt. Lett.* 44(24), 5925-5928 (2019).

3.15) Ji Xiong, Zinan Wang, Yue Wu, Han Wu, and Yunjiang Rao, "Long-distance distributed acoustic sensing utilizing negative frequency band." *Opt. Exp.* 28(24), 35844-35856 (2020).

第4章 DAS データにおける異常検知手法検討

本章では DAS データにおける異常検知手法、特に地震観測における地震検知について検討した結果を述べる。

4.1 既存研究と本研究で考察する手法

DAS データを用いた異常検知は、侵入検知や交通量モニタリングにおいて重要である。監視システムの異常検知は環境雑音との分離や異常の種類判断などが求められる。しかしながら DAS データは膨大であり、前述したように SN や応答が場所により異なるため、従来の閾値検知のような異常検知手法では難しい場合が多い。そのため DAS データにおける信号処理や機械学習の研究が盛んに行われるようになった。光ファイバセンサデータに対して機械学習を適用した例として、セキュリティ監視のためにサポートベクトルマシン SVM (Support Vector Machine) による分類を行った研究がある^{4.1)}。また他にも畳み込みニューラルネットワーク CNN (Convolutional Neural Network) を用いた分類^{4.2)}や、敵対的生成ネットワーク GAN (Generative Adversarial Network) を用いた学習^{4.3)}など DAS のデータに対する機械学習の利用が進んでいる。これは DAS のデータが時間×空間の行列であるのでデータを画像として整理し扱うような機械学習との相性が良いためであるのと、膨大なデータがあるので学習するデータが多い点ことが要因であると考えられる。表 4.1-1 に DAS データと機械学習の組み合わせの研究例を示す^{4.4) 4.5)}。

表 4.1-1 DAS データと機械学習の組み合わせの研究例^{4.4) 4.5)}

Feature Extraction Domain	Feature Extraction Method	Pattern Classification Algorithm
Time	EMD (Empirical Mode Decomposition)	ANN (Artificial Neural Network)
Frequency	FFT (Fast Fourier Transform)	BP-MLP (Back-Propagation)
Time×Frequency	kurtosis	CNN (Convolutional Neural Network)
Time×Space	LCR (Level Crossing Rate))	GMM (Gaussian Mixture Model)
	LDB (Local Discriminant Base)	k-NN (k-Nearest Neighbor)
	MA (Morphological Analysis)	ML (Maximum Likelihood)
	MFCC (Mel-Frequency Cepstral Coefficients)	MLP (Multi-Layer Perceptron)
	PCA (Principal Component Analysis)	NN (Neural Network)
	PSA (Power Spectrum Analysis)	PNN (Probabilistic Neural Network)
	PSD (Power Spectral Density)	RBF-MLP (Radial Basis Function)
	STFT (Short-Time Fourier Transform)	RVM (Relevance Vector Machine)
	WD (Wavelet Decomposition)	SVM (Support Vector Machine)
	WPD (Wavelet Packet Decomposition)	threshold

本研究では海底通信ケーブルを利用した振動測定における地震検知を目的とする。DAS は多点で測定しているため、比較的小さな地震でも特徴点として検知できる点がいくつか存在すれば検知できるというメリットがある。これは DAS のひずみ測定が地震計のダイナミックレンジよりも劣っている場合でも、微小な地震を検知する有効な手法と考えられる。また地震計のデータはポイントであるため、地震かどうかは専門家でないと判断が難しい場合があるが、DAS の場合広範囲に影響する振動はほぼ地震であるので一目でわかるというメリットがある。

地震観測に用いられるセンサとしてはジオフォンなどの加速度計や速度計、ひずみ計が一般的である。これらのセンサデータにおけるシンプル地震検知手法として STA/LTA (Short Term Average/Long Term Average)法が挙げられる。STA/LTA 法は短時間平均を長時間平均で割った値を閾値検知する方法である。大きな地震や SN の良い測定点では有効であり、避難のための地震速報ではこの方法が採用されている。しかしながら小規模な地震や SN の悪い測定点では検知が難しく、また DAS の利点である多点測定の長所を活かすことができない。海底ケーブルにおける DAS 測定では、波浪や船などのノイズがあり、これらと区別して異常を検知する必要がある。さらに海底ケーブルは場所によって海底の状態やそのカップリングが異なるため、ファイバ位置上での SN や応答が非常に異なることが予想される。また DAS のデータはとても膨大になるので、データの処理速度や保存するデータも考える必要がある。

上記のような課題を解決する方法としては、時間×空間領域での限定的な帯域のスペクトル強度分布におけるパターン認識が考えられる。限定的な帯域のスペクトル強度分布とすることで、ノイズとの分類をある程度行い特徴点を抽出することで、場所によって SN や応答が悪くても補間するようなパターン認識であるハフ変換 (Hough transform)を検討する。

さらにもう一つの試みとして周波数×波数領域 (F-k 空間) での特徴的なスペクトル分布の分類が考えられる。F-k 空間における特徴的な要素を見つけるので、特に長距離によるノイズ増加により検知が難しい場合や、同じ周波数帯にノイズがあり周波数フィルタのみでは検知が難しい場合に有効と考えられる。手法としては得られた時系列のひずみ速度分布を F-k 空間に変換し、スペクトルを画像として出力し、CNN による分類を検討する。

地震検知システムとしては、2つの方法とも検知した時刻のデータだけ Raw データを保存しておけばデータ量は限られる。また特徴量の画像をログとして保存しておけば過去のデータに対して再評価することもできる。以下に2つの手法について説明する。

4.2 限定的な帯域のスペクトル強度分布におけるハフ変換

ハフ変換は、直線などの特徴を抽出するデジタル画像処理であり、画像認識の分野で広く使用されている。DAS データを時空間の2次元画像とみなし、ハフ変換により車の振動を検知する研究がいくつか報告されている^{4.6)4.7)}。地震は数 km/s の速度で伝搬するため、2次元 DAS データ上ではほぼ直線として認識され、多少の抜けがあっても検知が容易になると

考えられる。以下にハフ変換の式を示す^{4.8)}。

$$\rho = x \cos\theta + y \sin\theta \quad (4.1)$$

x 、 y は画像の位置を示し、 ρ と θ はそれぞれ原点から直線までの距離とその垂線と x 軸の角度を表す。本稿においては x 軸が光ファイバの位置、 y 軸は時間軸とする。

図 4.2-1 (a) に例として地震発生時の 3–10 Hz のパワースペクトル強度分布の時系列データを示す。データの詳細と処理手順については次の第 5 章に述べる。バックグラウンドとして後方散乱光の減少に起因するノイズが遠方に行くほど顕著になっている。パワースペクトル強度分布はそれぞれの測定点ごとに 2 秒間の高速フーリエ変換 FFT (Fast Fourier Transform) により求めた。DAS 測定データは場所によって SN が大きく異なるので、地震によるエッジを際立たせるためパワースペクトル強度は dB で表現した。160 s 付近に検出された横線が地震である。このパワースペクトル強度分布とハフ変換を用いた地震検知の手順は以下のとおりである。まず地震以外の振動除去のためメディアンフィルタを施した。地震の特徴として空間的に連続するので、空間的に連続しないスパイクノイズは検知のため除く。次にフィルタ処理したデータに対して時間方向のエッジ検出を行った。それにより求めた値がその測定点における 5 分間の標準偏差の 3 倍以上ならば特徴点として検出した (図 4.2-1 (b))。検出された特徴点に対してまた収縮処理を施した後、ハフ変換を行った。ハフ変換を行う時間幅は 5 分であった。特徴点を通る直線の 2 つのパラメータの組み合わせ (ρ , θ) を 72×36 通りとした。地震はほぼ直線になるので、原点を 0 秒、5.1 km とした場合、 θ は 90° で ρ は発生時刻とほぼ同じになる。図 4.2-2 に図 4.2-1 (b) の特徴点に対してハフ変換を行った θ - ρ 平面の投票結果を示した。 $\theta=90^\circ$, $\rho=160$ で最も投票数が大きくなり、160 s で地震を検知したことを示している。

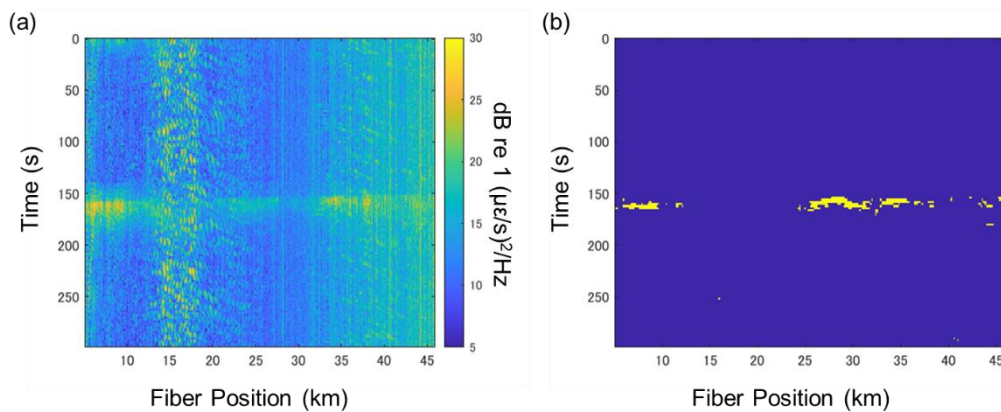


図 4.2-1 (a) 地震発生時の時系列パワースペクトル分布 (3–10Hz)

(b) (a)の時系列パワースペクトルのデータから検出した特徴点

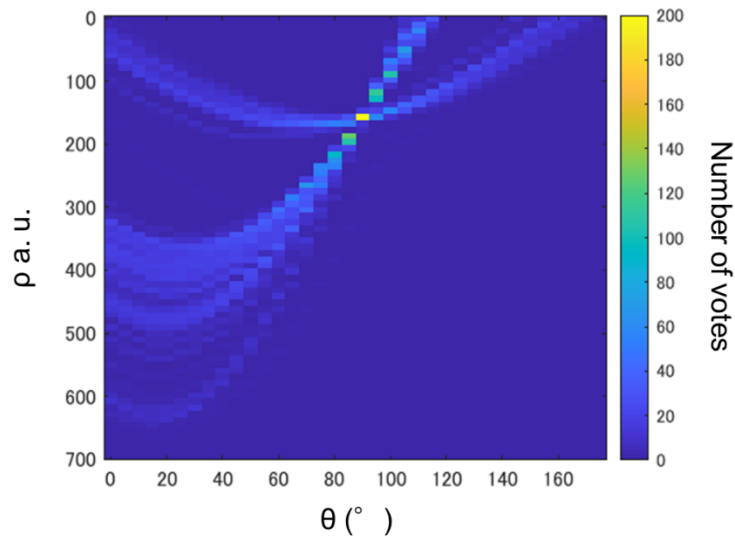


図 4.2-2 ハフ変換による p - θ 空間上の投票数

ハフ変換による地震検知のメリットは特徴点が空間的に途切れていても、広い範囲で見ること地震と判断できることである。そのためデータはできる限り広い範囲であることが望ましい。しかしながら波浪などのノイズが入りすぎるとうまく検知ができない場合があるため、適切な周波数範囲を選ぶ必要がある。

4.3 F-k 空間図における畳み込みニューラルネットワーク

周波数×波数 (F-k) 領域での分析は、VSP におけるノイズ除去の手法として用いられる^{4.9)}。F-k フィルタリングと呼ばれるノイズ除去手法は、ジオフォンアレイもしくは DAS から得られた時間×空間領域でのひずみ速度などのデータを 2 次元フーリエ変換し、加振機など所望の信号の領域以外を 0 にし、逆フーリエ変換することで行う。VSP では F-k フィルタを施したデータを解析することで地下構造の推定を行う。

図 4.3-1 に地震発生時における (a) DAS ひずみ速度分布と (b) F-k 空間スペクトル密度を示す。データの詳細と処理手順については次章で説明する。ひずみ速度は 2–20 Hz でバンドパスフィルタを施した。ひずみ速度分布において 2 つの波が DAS 測定器からファイバ遠方方向に進行している。これは P 波と S 波を示している。個々のひずみ速度を 2 次元フーリエ変換したものが F-k 空間スペクトル密度である。スペクトルは銀杏の葉のような形をしているが、これは光ファイバに対して様々な相対速度を持つ波が存在することを示している。地震波が断層や表面で反射することで様々な波が生成され観測されたと考えられる。また波数が負の領域の方が正の領域に比べてスペクトル強度が大きいのは、地震波の進行方向が DAS 測定器からファイバ遠方方向に進んでいるためである。

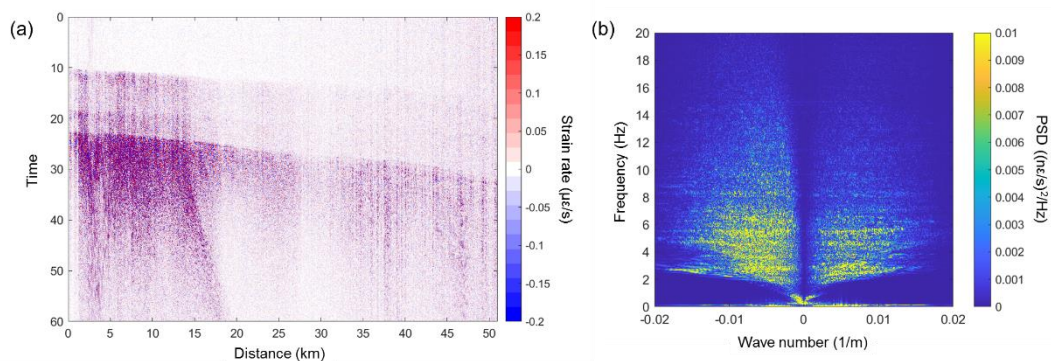


図 4.3-1 地震発生時における(a) DAS ひずみ速度分布 (2–20 Hz) (b) F-k 空間スペクトル密度

図 4.3-2 に T (Tertiary)波発生時における(a) DAS ひずみ速度と(b) F-k 空間スペクトル密度を示す。T 波とは海水中的 SOFAR (Sound Fixing and Ranging)チャンネルと呼ばれる音速が最も低くなる層を伝わる音波であり、海底地震計や海岸付近の観測点でよく記録される^{4.10)}^{4.11)}。図 4.3-2(a)ではファイバ遠方から DAS 測定器の方に波が進行している。図 4.3-1(a)に比べ波の進行速度が遅いことがわかる。F-k 空間スペクトル密度を見ると波数が正の領域に傾きが一定のスペクトルが観測された。この傾きは海水中における音速 (≈ 1480 m/s)している。

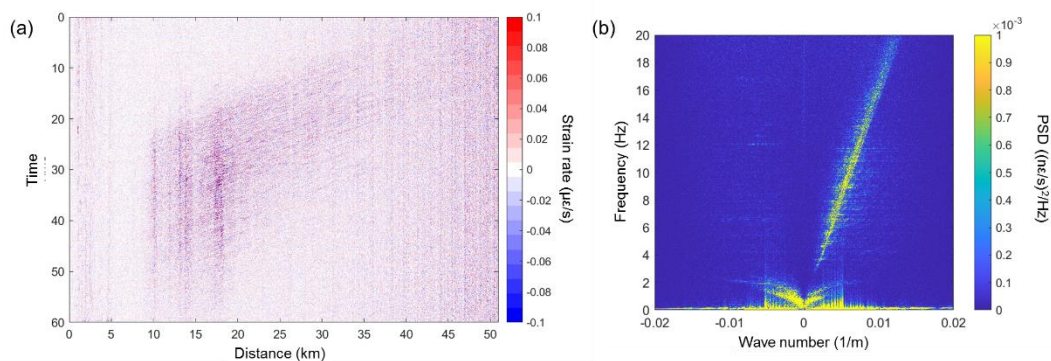


図 4.3-2 T 波発生時における(a) DAS ひずみ速度分布 (2–20 Hz) (b) F-k 空間スペクトル密度

図 4.3-3 に船の振動を捉えた(a) DAS ひずみ速度分布と(b) F-k 空間スペクトル密度を示す。18 km 付近で観測された船の振動は数 km の幅を持つ。また船による振動はスクリューの回転など人工的な振動であり、ある一定の周波数であることが特徴である。

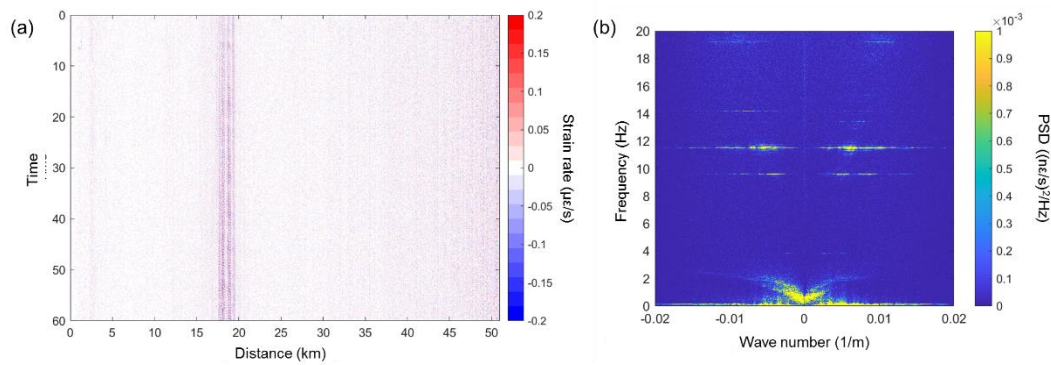


図 4.3-3 船の振動を捉えた(a) DAS ひずみ速度分布 (2–20 Hz) (b) F-k 空間スペクトル密度

図 4.3-4 に海岸付近の波浪を捉えた(a) DAS ひずみ速度分布と(b) F-k 空間スペクトル密度を示す。波浪は海岸から 10 km 程度まで影響があり、周波数-波数領域としては 0–8 Hz、-0.015–0.015 1/m の範囲にスペクトル強度を持つ。強度は小さいが波浪は地震と同じ帯域にスペクトル強度を持つ。

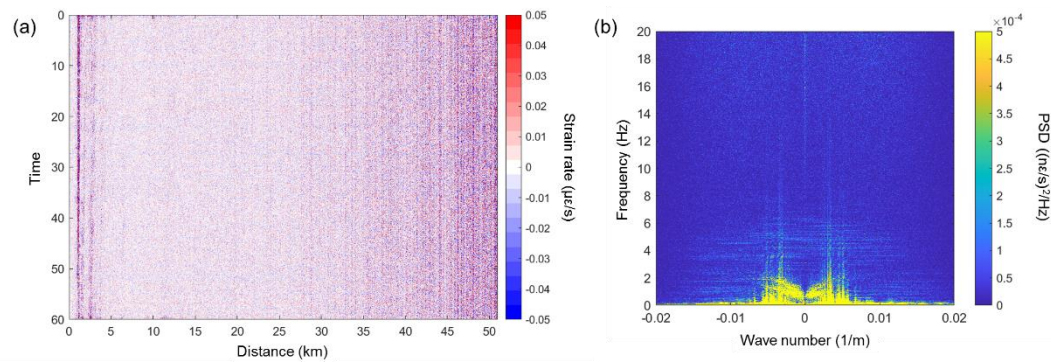


図 4.3-4 海岸付近の波浪を捉えた(a)DAS ひずみ速度分布(2–20 Hz)
(b)F-k 空間スペクトル密度

上記で示したように F-k 空間スペクトル密度からノイズとの分類、また地震波の分類が容易になると考えられる。F-k 空間スペクトル密度は 2 次元の行列データなので画像として扱うことができる。

画像認識として機械学習の一つである CNN が一般的に広く使用されている。CNN は畳み込み処理を用いたニューラルネットワークであり、ピクセルを直接入力に用いることができる。そこで図 4.3-1 (b)や図 4.3-2 (b)のような F-k スペクトル空間図を画像として扱い、CNN による分類をすることで地震検知する手法を提案する。すなわちある時間幅の F-k スペクトル空間図を 1 画像とみなし、地震発生時のモデルと比較することで、地震が発生したかどうかを判断する。F-k スペクトル空間図における CNN のメリットは、F-k 空間に変換することで特徴的なスペクトル密度分布を画像として扱えることであり、機能として振動の分類ができることである。しかしながら地震波と似たスペクトル強度を持つ波浪などを分

類する場合にはより精度の高いモデルが必要であり、そのためには大量の教師データが必要と考えられる。また検知に使用するデータの空間範囲ごとに F-k 空間図は異なるので、その都度学習することが必要である。使用する周波数と波数の範囲は振動の特徴が捉えられ、分解能が識別可能なレベルであれば問題ないと考えられる。

4.4 まとめ

DAS データにおける異常検知手法、特に海底ケーブルを使用した地震検知について検討した。DAS データの異常検知において、場所により SN 比や応答が異なることや、大量のデータの処理、DAS データの強みである多点測定データの活用などを考慮して新しい地震検知手法を考えた。地震検知手法として限定的な帯域のスペクトル強度分布におけるハフ変換と F-k 空間図における CNN について検討した。ハフ変換については、場所によってデータの SN が悪い部分があっても広範囲のデータ使用することで直線を検知できるメリットがある。また F-k 空間図における CNN については、データの SN が悪くても周波数×波数領域で振動の分類を行えるというメリットがある。本研究では DAS の基本的な地震検知の手法として限定的な帯域のスペクトル強度分布におけるハフ変換を考え、その補間的な役割として F-k 空間図における CNN による地震検知を提案する。次章ではこれらの手法に対して実際のデータを用いてその適用性を検証する。

4.5 参考文献

- 4.1) C. Cao, X. Fan, Q. Liu, and Z. He, "Practical Pattern Recognition System for Distributed Optical Fiber Intrusion Monitoring System Based on Phase-Sensitive Coherent OTDR." in Asia Communications and Photonics Conference 2015. Optica Publishing Group, 2015.
- 4.2) Aktas, Metin, et al. "Deep learning based multi-threat classification for phase-OTDR fiber optic distributed acoustic sensing applications." Fiber Optic Sensors and Applications XIV. Vol. 10208. SPIE (2017).
- 4.3) Shiloh, Lihi, Avishay Eyal, and Raja Giryes. "Deep learning approach for processing fiber-optic DAS seismic data." Optical Fiber Sensors. Optica Publishing Group (2018).
- 4.4) Shao, Li-Yang, et al. "Data-driven distributed optical vibration sensors: a review." IEEE Sensors Journal 20. 12. 6224-6239 (2019).
- 4.5) Tejedor, Javier, et al. "Machine learning methods for pipeline surveillance systems based on distributed acoustic sensing: A review." Applied Sciences 7. 8. 841 (2017).
- 4.6) Ester Catalano, Agnese Coscetta, Enis Cerri, Nunzio Cennamo, Luigi Zeni, and A. Minardo, "Automatic traffic monitoring by ϕ -OTDR data and Hough transform in a real-field environment." Appl. Opt. 60, 3579-3584, (2021).

- 4.7) C. Wiesmeyr, C. Coronel, M. Litzenberger, H. J. Döller, H. -B. Schweiger and G. Calbris, "Distributed Acoustic Sensing for Vehicle Speed and Traffic Flow Estimation." 2021 IEEE International Intelligent Transportation Systems Conference (ITSC), pp. 2596-2601 (2021).
- 4.8) R. O. Duda and P. E. Hart, "Use of the Hough transformation to detect lines and curves in pictures." Commun. ACM 15, 11–15 (1972).
- 4.9) Marius Paul Isken, Hannes Vasyura-Bathke, Torsten Dahm, and Sebastian Heimann, "De-noising distributed acoustic sensing data using an adaptive frequency-wavenumber filter." Geophysical Journal International, ggac229 (2022).
- 4.10) Maurice Ewing, Ivan Tolstoy, and Frank Press, "Proposed use of the T phase in tsunami warning systems." Bulletin of the Seismological Society of America, 40, 1, 53–58 (1950).
- 4.11) Ivan Tolstoy, and Maurice Ewing, "The T phase of shallow-focus earthquakes." Bulletin of the Seismological Society of America, 40, 1, 25–51 (1950).

第5章 海底光ケーブルを用いた地震観測

本章では実際に海底光ケーブルを用いて DAS 測定を行い、得られたデータについての解析と第4章で検討した手法の適用性について述べる。

5.1 DAS を用いた海底地震観測の適用性

第2章で示した通り DAS は広範囲で測定できるため、地震観測への適用が進められている。現在地震観測はジオフォンによるセンサレイにより行われているが、より広範囲かつ詳細に振動を計測することによって、早期検知による避難までの時間の確保や、断層などの地質構造の監視、地震学的に有用なデータの取得、地震頻度の監視などを行うことができる。

海底地震の観測においては、例えば地震計を広く分布させた日本海溝海底地震観測網(S-net)がある。S-net は総距離 5500 km で測地震計や水圧計が入った観測装置 150 カ所の巨大な観測システムがある。図 5.1-1 に S-net の概要図を示す^{5.1)-5.5)}。S-net により早く地震や津波をより早く検知することができ、被害の軽減や避難行動などの防災対策に貢献することが期待されている。しかしながら海底にセンサがあるため、給電やメンテナンス性、コストに課題がある。これらの課題に対して DAS は既存の海底光ファイバケーブルを用いることで解決できる可能性がある。現在海底光ファイバケーブルを利用した DAS による振動測定が行われている。その目的は海の波浪のノイズや海底地震の観測、エアガンによる地質構造探査など多岐にわたる。表 5.1-1 に海底光ファイバケーブルを用いた DAS 測定の研究を示す。



図 5.1-1 日本海溝海底地震観測網^{5.1)}

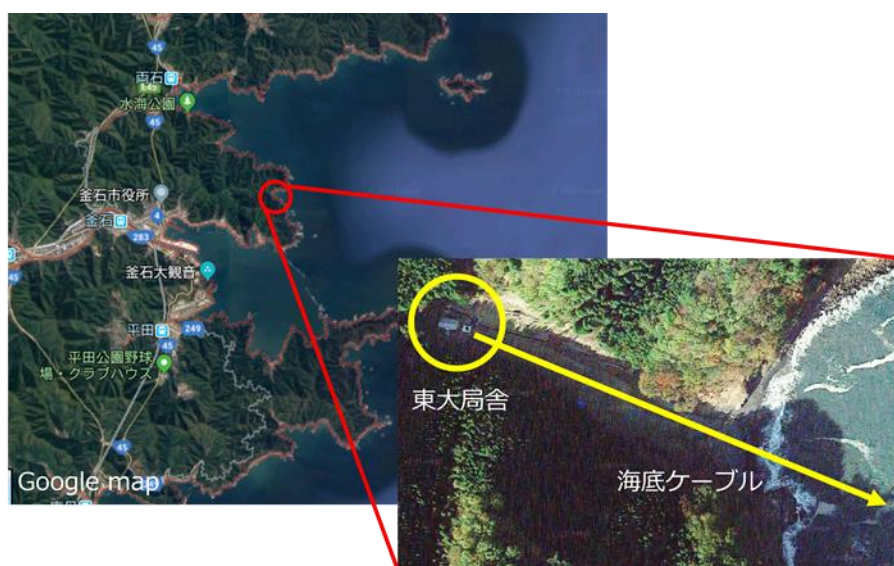
表 5.1-1 海底ケーブルを用いた DAS 測定の研究

	Authors	Location	Length	Subject
2019	A. Sladen, et al. ^{5.6)}	Toulon	41.5 km	Noise and earthquake
2019	Ethan F. Williams, et al. ^{5.7)}	Zeebrugge, Belgium	42 km	Seismic and ocean wave
2019	Nathaniel J. Lindsey, et al. ^{5.8)}	Monterey Bay, CA	20 km	Hydrodynamic signal
2021	Diane Rivet, et al. ^{5.9)}	Toulon, France	41.5 km	Beamforming
2021	Feng Cheng, et al. ^{5.10)}	Monterey Bay, CA	20 km	Profiling
2021	Hiroyuki Matsumoto, et al. ^{5.11)}	Muroto, Japan	50 km	Air gun, earthquake, and profiling
2021	Itzhak Lior, et al. ^{5.12)}	Methoni, Greece and Toulon, France	13.2, 26.2, 44.8 km	Noise and earthquake
2022	Andrew Trafford, et al. ^{5.13)}	Dundalk Bay, Ireland	5 km	Profiling

本研究では DAS の海底地震観測網への適用について、従来の地震計との違いや実用上の課題を見つけるために、実際の海底光ファイバケーブルを用いて実証実験を行った。

5.2 三陸沖海底光ケーブルを用いたフィールドテスト

本稿では東京大学地震研究所により平成8年に設置された三陸沖光ケーブル式海底地震・津波観測システムの予備ファイバを用いて、2019年11月18日から12月2日にDAS測定を行った^{5.14)-5.19)}。図5.2-1に局舎周辺の地図を示す。また図5.2-2に(a)局舎の外観と(b)埋設された光ケーブルを示す^{5.20)}。光ケーブルは波の影響を避けるため陸上から数百mは埋没した状態で敷設されていた。図5.2-3に三陸沖光ケーブル式海底地震・津波観測システムとS-netを示す。DAS測定は1996年に設置された観測システムの空芯を使用した。DAS測定機として用いたのは、AP Sensing社製のN5200Aである。測定機は海岸側に設置されており、DASの測定距離は70kmで出力サンプル間距離は5.0985m、ゲージ長は40.7881mであり、測定周波数は500Hzであった。既設の光ファイバは分散シフト・シングルモードファイバで、群屈折率1.47、損失0.217dB/kmあった。



Maps Data: Google, ©2022CNES / Astrium, Maxar Technologies

図 5.2-1 東京大学地震研究所釜石局舎の周辺地図

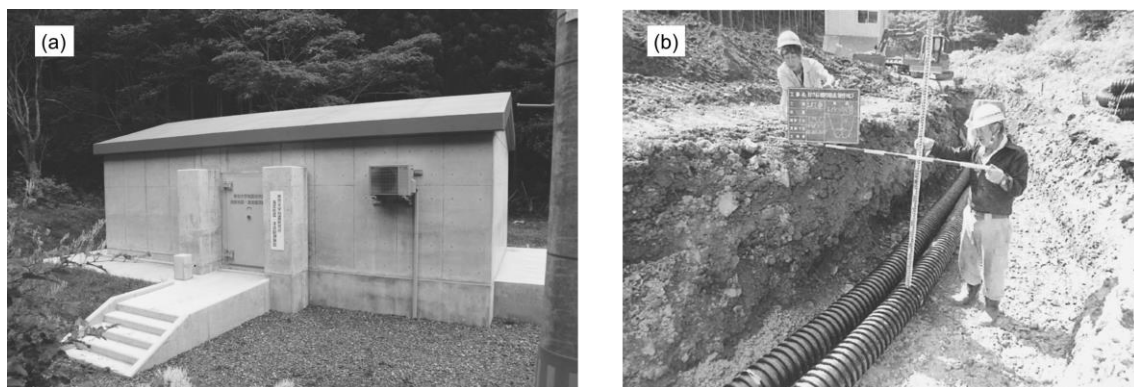


図 5.2-2 (a)局舎外観 (b)埋設された光ケーブル^{5.20)}

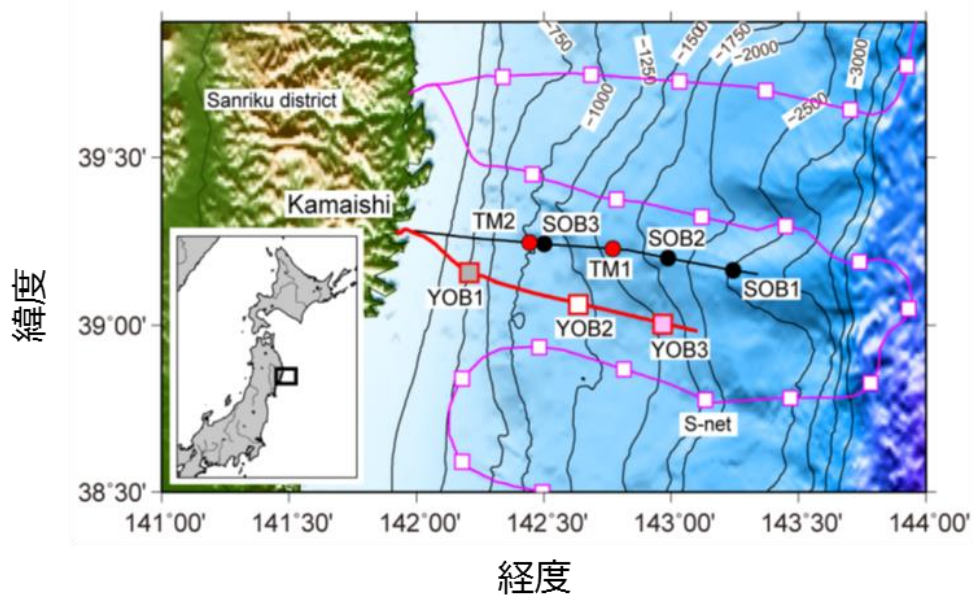


図 5.2-3 三陸沖光ケーブル式海底地震・津波観測システム

(黒線:1996 年の観測システム、赤線 2015 年の ICT システム) と S-net (ピンク線)

TM:津波計、SOB,YOB:地震計 DAS 測定は 1996 年の観測システムの空芯を使用^{5.14)}

5.3 取得した DAS データと解析

以下に DAS で観測した特徴的な振動について説明する。図 5.3-1 に三陸沖における DAS 測定に使用した光ケーブル (赤線) と近傍の S-net 地震計を示す。図の点線は航路である。参考データとして図 5.3-1 で示す光ファイバケーブル近傍の S-net 地震計 N.S3N01, N.S3N02, N.S3N03, N.S3N10, N.S3N11, N.S3N12 の 6 か所の X 成分 (ファイバの延伸方向) の速度データを用いた。S-net のデータは国立研究開発法人防災科学技術研究所地震津波火山ネットワークセンターが取得したものをを使用した。C1 は DAS の測定開始地点であり、Cnumber は DAS 測定器から $\text{number} \times 5.0985\text{m}$ の距離であることを示す。また図 5.3-2 に地震がない時の位相差雑音 σ_ψ を示す。位相差雑音 σ_ψ は 100 m で移動平均を取った。8 km まで海岸付近の波浪と思われる大きなノイズが観測された。距離による減衰のノイズについては、実験で得られた位相差雑音 σ_ψ (図 3.4-3) と比較すると、ゲージ長が 8 倍大きく、また損失と環境雑音も実験に比べ大きいと考えられ、距離に対する位相差雑音 σ_ψ は 2 倍程度大きく観測された。

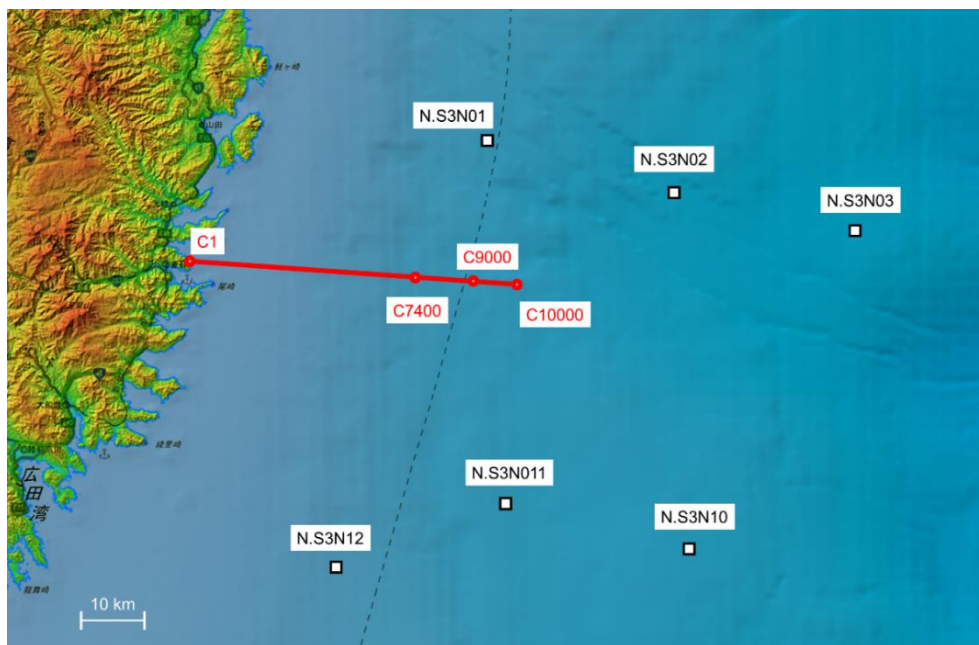


図 5.3-1 三陸沖における DAS 測定に使用した光ケーブル（赤線）と
近傍の S-net 地震計位置 点線は航路

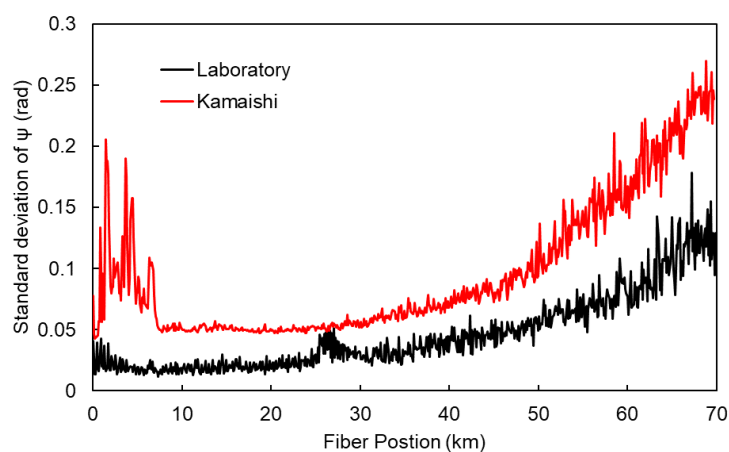


図 5.3-2 地震がない時の位相差雑音（赤）と第 3 章で求めた位相差雑音の比較（黒）

(1) 地震

図 5.3-3 に 2019 年 11 月 29 日 13:01:42–13:02:02 に発生した地震の振動を DAS で観測したひずみ速度分布を示した。この地震は震央地が三陸沖で深さ 26 km、M 5.6、最大震度 3 であった^{5.21)}。地震は遠方である沖から、陸である測定機側に伝搬してきており、見かけの速度は 7–8 km/s である。15–20 km 付近では特徴的な模様が見られる。これは光ファイバケーブルが設置されている地盤が他に比べて柔らかいことが原因と考えられる^{5.16)}。最大ひずみ速度は $4.0 \times 10^{-6} \text{ s}^{-1}$ であり最大位相差は 3.0 rad であった。図 5.3-4 に(a)地震発生時の DAS

で測定した 10 km おきのひずみ速度を示す。DAS で得られるひずみ速度は光ファイバの置かれた環境と光学的なノイズの影響を受けるため、場所により様々な波形が観測された。図 5.3-4 (b) DAS で測定した地震発生時と発生していない時間のスペクトル密度を示した。データは 10 km 地点のものである。0.1–30 Hz で地震のスペクトルが大きく観測された。0.1 Hz 以下は測定ノイズが大きく地震検知には向かないと判断した。図 5.3-4 (c) に S-net の中から光ファイバケーブルに近い N.S3N01 地震計の 3 軸の速度データを示す。比較するとほぼ同時刻に振動を捉えていることがわかが、DAS のほうが地震計よりも長い時間振動をとらえていることが分かった。また図 5.3-4 (d) に S-net N.S3N01 地震計の X 成分の速度スペクトル密度を示す。DAS と比較すると低周波でのノイズが小さく、SN が 10 倍ほど大きい。DAS は光ファイバのひずみ速度であるので直接比較することは難しいが、スペクトル分布の傾向は似ている。DAS によって小規模な地震を含めると 1 日あたり数十個の地震を観測することができた。

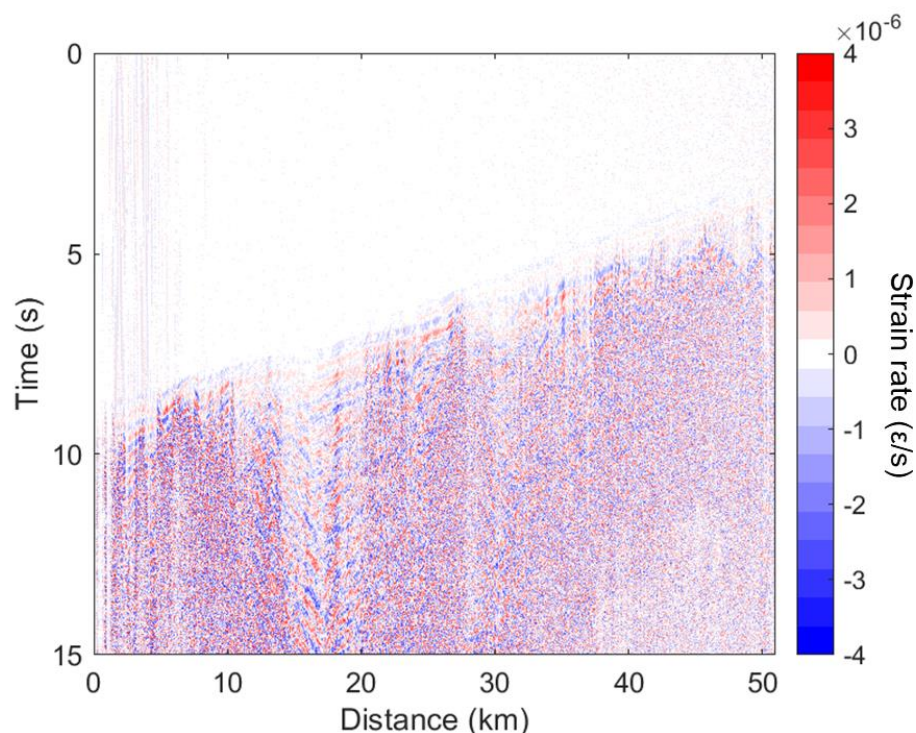


図 5.3-3 DAS 測定により捉えた地震 (2019 年 11 月 29 日 13:01:42–13:02:02)

震央地名:三陸沖 深さ 26 km M 5.6 最大震度 3^{5.21)}

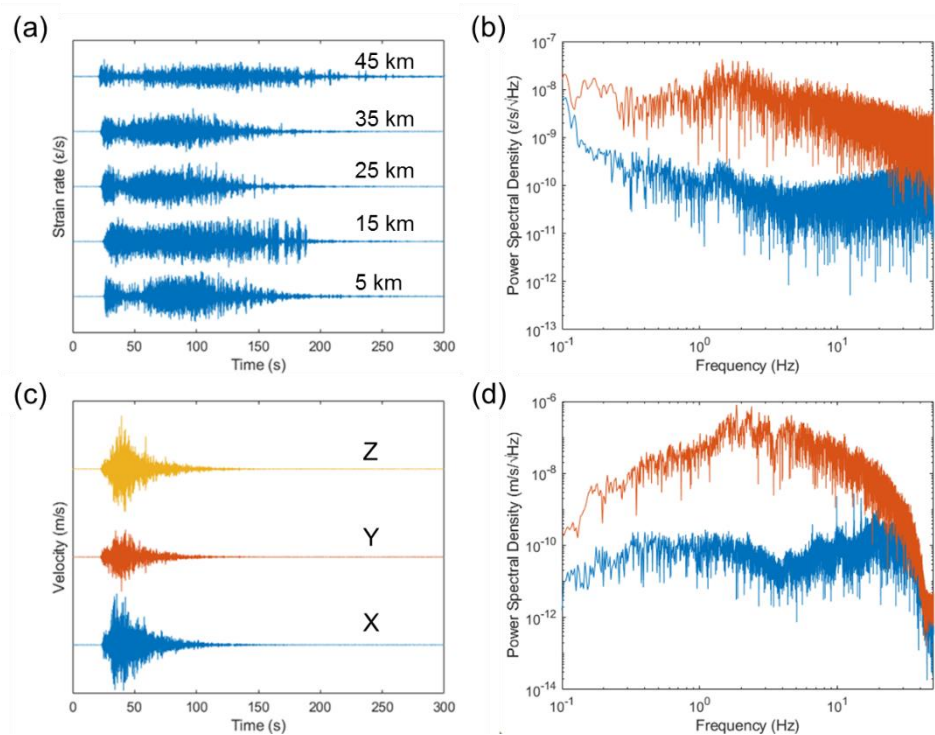


図 5.3-4 (a) 地震発生時の DAS で測定した 10 km おきのひずみ速度 (2–20 Hz)
 (b) DAS10 km 地点のスペクトル密度 (赤:地震発生時 青:平常時)
 (c) S-net の N.S3N01 地震計の 3 軸速度データ (2–20 Hz)
 (d) X 成分 (ファイバの延伸方向) のスペクトル密度 (赤:地震発生時 青:平常時)

(2) T 波

図 4.3-2 で示したように、DAS により SOFAR チャンネルを伝わる T 波を観測することができる。図 5.3-5 (a) に T 波発生時の DAS で測定した 10 km おきのひずみ速度を示す。T 波は限られた海水層を伝わるため、観測される場所が限定される。図 5.3-5 (b) に DAS で測定した T 波発生時と発生していない時間のスペクトル密度を示した。データは 15 km 地点のものである。15 km 地点では 0.8 Hz 付近に波による振動があり、4–10 Hz に T 波と思われる弱い振動が観測された。通常の地震と同様、1 日あたり数回から数十回観測された。

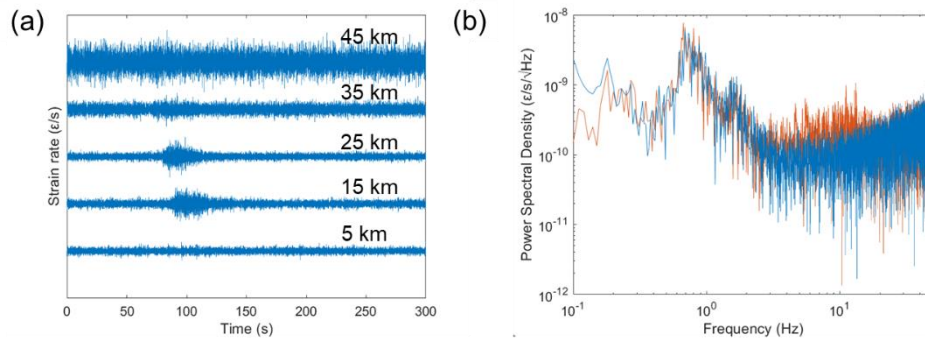


図5.3-4

図 5.3-5 (a) T 波発生時の DAS で測定した 10 km おきのひずみ速度 (2–20 Hz)
(b) 15 km 地点のスペクトル密度 (赤:T 波発生時 青:平常時)

(3) 脈動

DAS で観測されたバックグラウンドノイズの中で周期が数秒から数十秒の長周期な振動においては、海の水波によって引き起こされる脈動を含んでいると考えられる。図 5.3-6 にファイバ位置に対する 0–5 Hz のスペクトル密度を示す。0–10 km 付近で 0.2 Hz 以下の強いスペクトルが存在する。これは水深に対する第 1 次脈動であると考えられる。またファイバ位置が沖に行くに従い、周波数が低い成分が強くなる振動がある。これは脈動などの複合波である第 2 次脈動と考えられる。

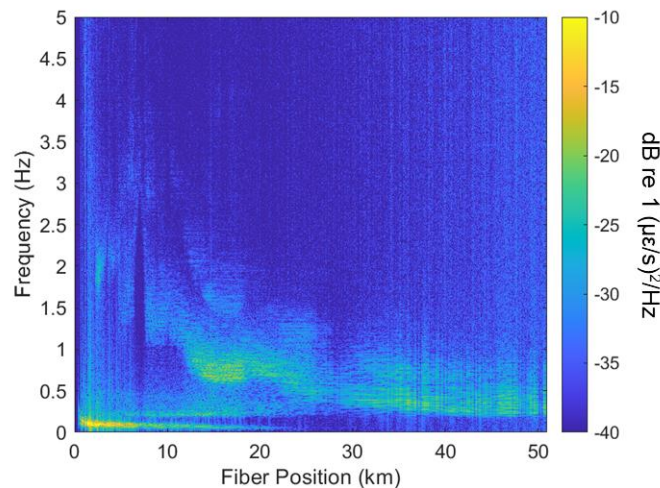


図 5.3-6 ファイバ位置に対する 0–5 Hz のスペクトル密度

図 5.3-7 (a)に 10–20 km の周波数×波数スペクトル分布の 0–0.2 Hz の範囲を示した。黄色の線は微小振幅波理論の分散関係式

$$\omega^2 = g\omega_k \tanh(\omega_k h) \quad (5.1)$$

を示している。ここで ω は角周波数、 g は重力加速度、 ω_k は角波数、 h は水深を表している。

文献から h は 200 m で計算した^{5,16)}。観測されたスペクトルはおおよそこの分散関係に従うため、これは第 1 次の脈動を示していると考えられる。また図 5.3-7 (b)には 0.3–1.5 Hz の範囲を示した。青い線は 200 m/s で緑の線は 1500 m/s を示している。観測されたスペクトル分布は 200–1500 m/s の範囲で伝搬する波であり、これは第 2 次脈動と考えられる。第 2 次脈動は波の伝搬方向と波数周波数により速度が決定するため、図 5.3-7 (b)のような分布をとる考えられる。脈動は最も強い定常的なノイズなので、地震検知では脈動の強い場所や周波数帯を避けて行う必要がある。

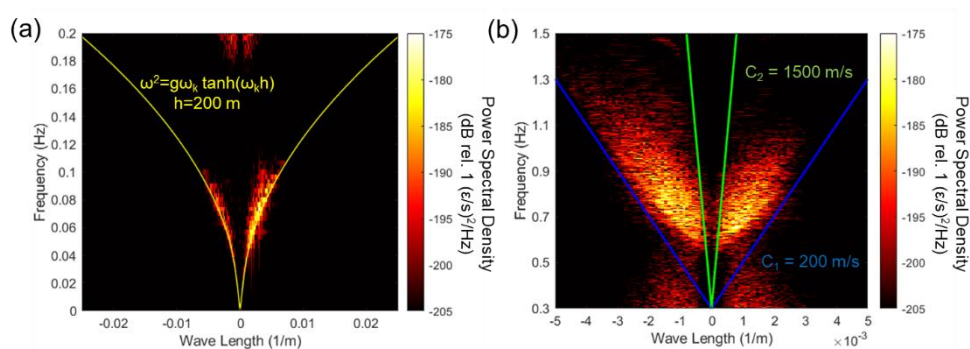


図 5.3-7 DAS 測定により捉えた 10–20 km における(a)第 1 次脈動 (b)第 2 次脈動

(4) 船

DAS 計測に利用した光ファイバケーブルが敷設された場所では定期的に大小さまざまな船が海上を通っていたため、船の振動が観測された。図 5.3-8 (a)に船通過時と思われる時間のひずみ速度分布を示した。強度分布から 14 km 付近を船が通過したと考えられる。図 5.3-8 (b)に船の振動と思われるスペクトル分布を示した。船の振動は主にプロペラの回転とその倍波が観測されていると考えられる。図 5.3-8 (c)に船が光ファイバに近づいてくときのスペクトル分布と離れて行くときのスペクトル分布の一部を示した。近づいてくときのピークは 18.81 Hz で、離れて行くときのピークは 18.58 Hz であった。これはドップラー効果によって観測された音に変化したと考えられる。海水中の音速を 1500 m/s とすれば、船の光ファイバケーブルに対する相対速度は約 9.2 m/s となる。

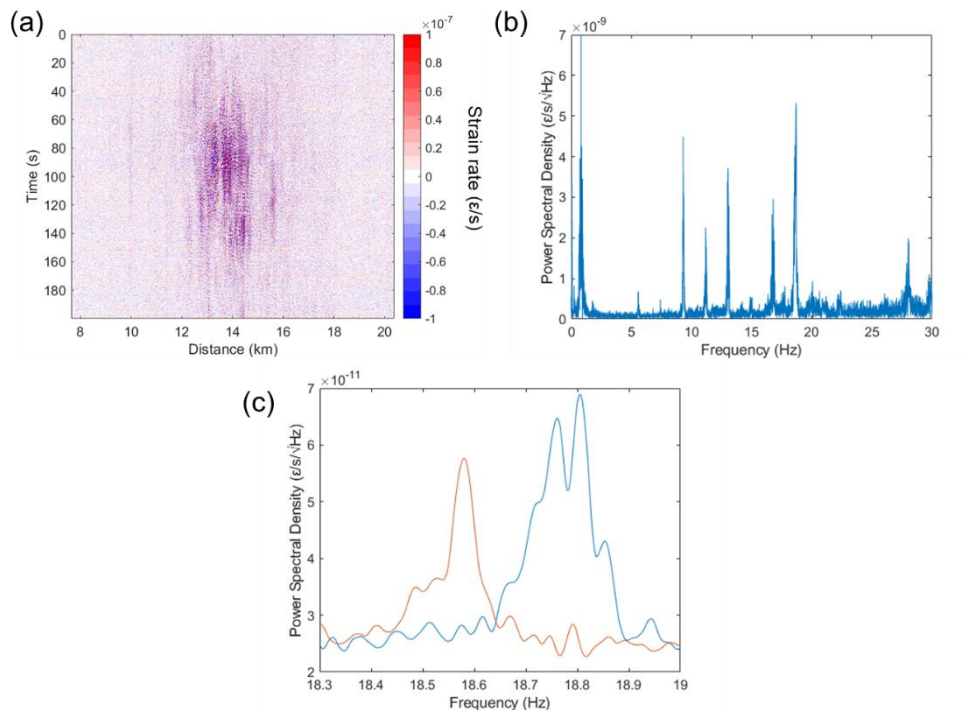


図 5.3-8 DAS 測定により捉えた(a) 船振動と思われるひずみ速度 (5–30 Hz)
(b) スペクトル密度 (c) 船の往来によるドップラー効果 (赤:離れる 青:近づく)

(5) その他の振動

図 5.3-9 (a)に幅 1 km 程度で観測された強いひずみ速度分布を示した。船の場合、海面付近に振動源があるため、海底の光ケーブルに振動が達するときには図 5.3-8 (a)のようにより広範囲に拡散すると考えられる。また図 5.3-9 (b)にスペクトル分布を示した。7 Hz を中心にブロードなピークが見られる。脈動と比較してもかなり強度が強く、長い時は 10 分以上振動し続けており、日に数回観測されることもあった。鯨などの生物が出す音などが考えられるが、水生生物の鳴き声などと比較すると低周波である。

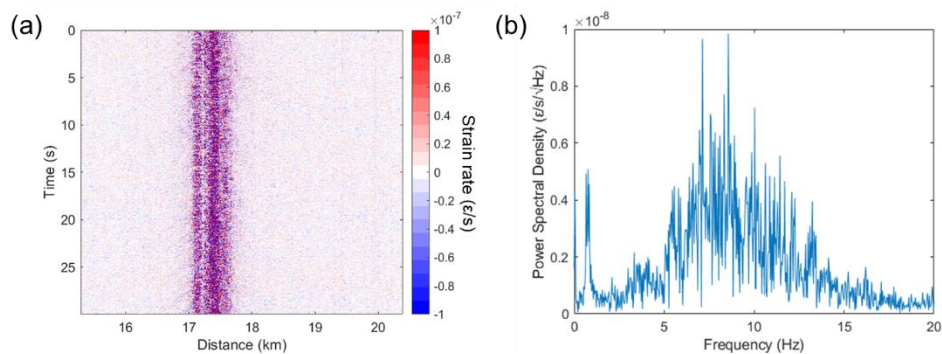


図 5.3-9 DAS 測定により捉えた(a) 生物と思われるひずみ速度 (2–20 Hz)
(b) スペクトル密度

DAS により海における様々な振動を取得できることを示した。地震検知では上記(1)と(2)の振動を検知することを目標とする。それ以外の振動はノイズとして 除去しなくてはならない。地震は 0.1–30 Hz に SN 比が高い周波数帯があるが、脈動と波浪による影響を考える必要がある。

5.4 ハフ変換による地震検知

得られた DAS データに対して第 4 章で検討したハフ変換による地震検知の検討を行った。ハフ変換で扱うデータの範囲はノイズとして特に強い海岸付近の脈動と波浪の影響を避けるため、C1000–C9000 のデータを使用した。また脈動と波浪ノイズの影響が少ない 3–10 Hz のスペクトル強度に注目した。スペクトル強度分布の時系列データを 2 次元画像とし、ハフ変換を用いて地震検知を行った。ハフ変換により求めた得票数の中で地震のないデータについて標準偏差を求め、その 8 倍 (25) を閾値とした。図 5.4-1 にハフ変換による地震検知の手順と行列の大きさを示す。ハフ変換により検知した地震発生時刻の分解能は 10 秒であった。

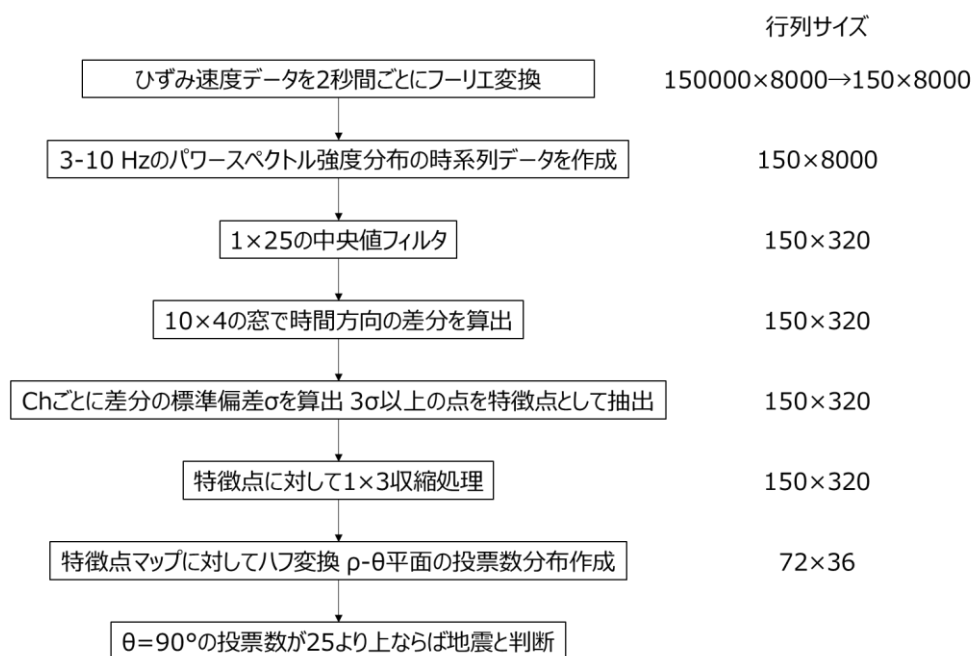


図 5.4-1 ハフ変換による地震検知の手順と行列の大きさ

また S-net のデータに対して STA/LTA 法による地震検知を行い、得られた地震検知時刻を比較した。STA/LTA が 2 以上を超えたセンサ数×超えた時間に対して閾値を設定し地震検知を行った。STA は 10 秒、LTA は 60 秒とした。地震計は最大 100 km ほど離れているため、T 波の速度 (≈ 1480 m/s) を考えると 70 秒単位で地震の判断を行い、その時間内に地震が起きたと判断した場合は地震検知フラグとした。図 5.4-1 から図 5.4-14 に JST 時刻で 1 日ごとの DAS + ハフ変換で検知した時刻と S-net + STA/LTA 法で検知した時刻を地震検知フラグ

で比較した。検知した時刻を比較すると同時刻での検知が多いが、それぞれ単独の検知も観察された。地震の検知数を比較するために図 5.4-16 に日ごとの DAS + ハフ変換と S-net + STA/LTA 法で検出された数を示した。地震が 70 秒の単位時間をまたがって起きる場合を考慮して、検知した時間が連続した場合は 1 つの地震とした。日によって検出できた数の差が変化していたが、大まかな傾向は一致した。DAS + ハフ変換により検知した数は全部で 700 であり、S-net + STA/LTA 法で検知した数は 773 であった。両方が検知した数は 514 であり、DAS + ハフ変換のみが検知した数は 186、S-net + STA/LTA 法でのみ検知した数は 259 であった。日ごとの検出数を見ると 11 月 22 日から 25 日は DAS + ハフ変換の方が S-net + STA/LTA 法に比べて少ない。データを見ると 11 月 22 日から 25 日は海岸から 15 km 付近までで観察される波浪による振動が他の日に比べて強く、その影響により地震の検知が困難になった可能性がある。図 5.4-17 に 11 月 20 日と 11 月 23 日の波浪によるノイズの変化を示す。

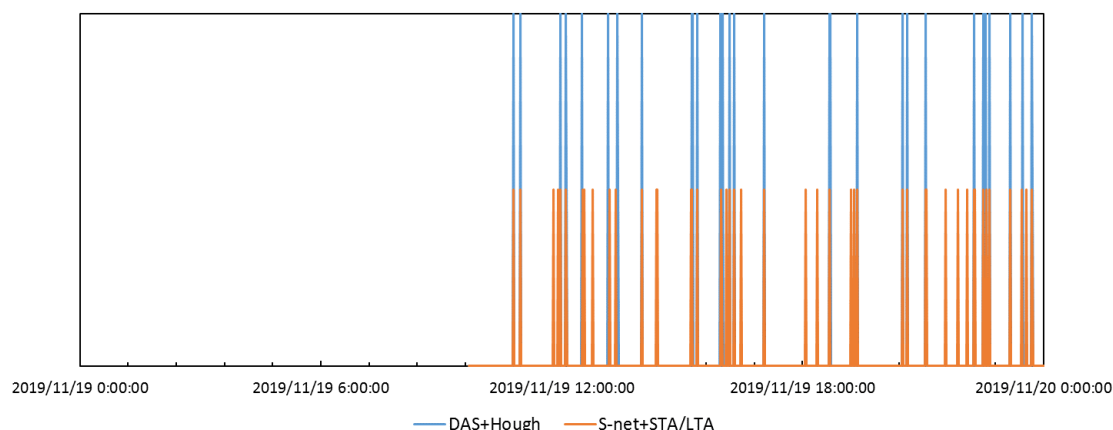


図 5.4-2 2019 年 11 月 19 日における DAS + ハフ変換と
S-net + STA/LTA 法によりとらえた地震検知フラグ

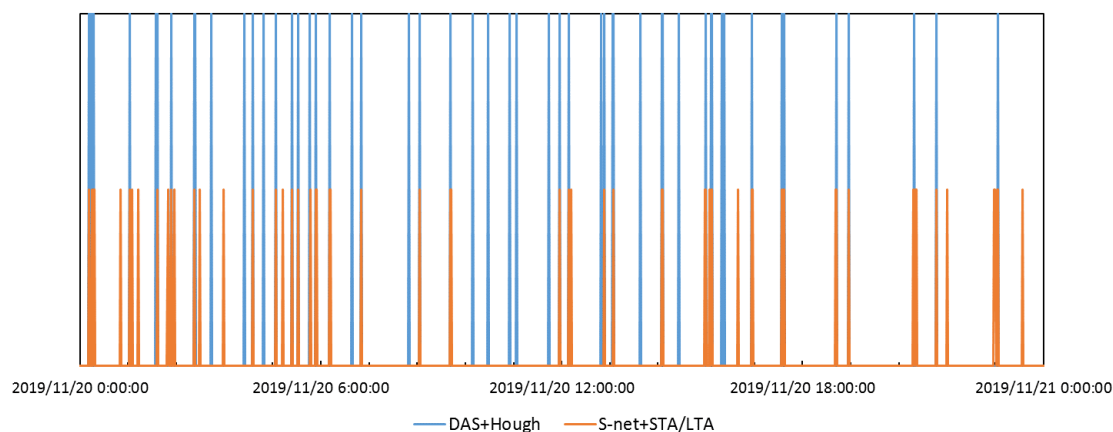


図 5.4-3 2019 年 11 月 20 日における DAS + ハフ変換と
S-net + STA/LTA 法によりとらえた地震検知フラグ

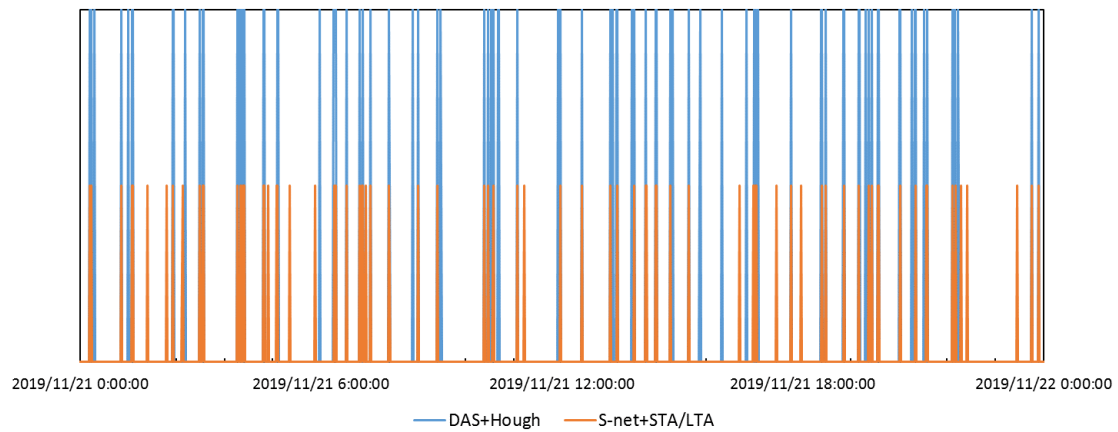


図 5.4-4 2019 年 11 月 21 日における DAS + ハフ変換と
S-net + STA/LTA 法によりとらえた地震検知フラグ

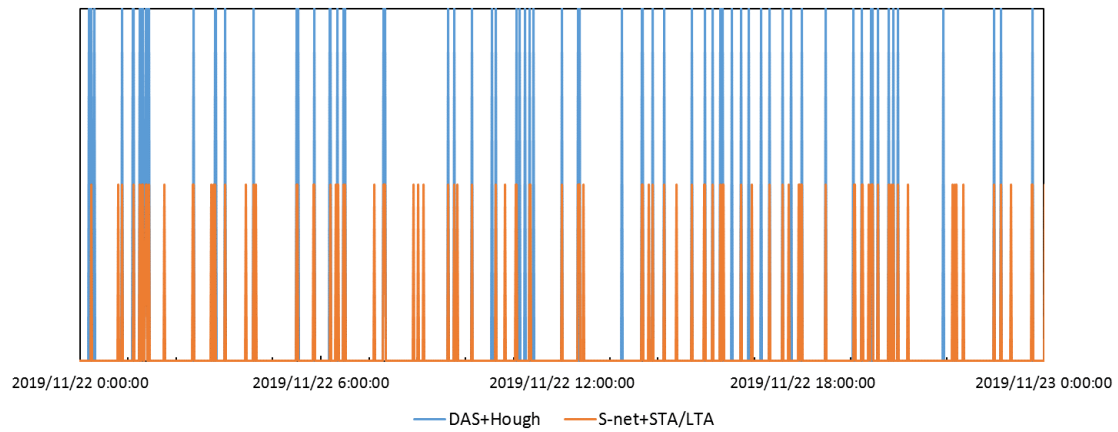


図 5.4-5 2019 年 11 月 22 日における DAS + ハフ変換と
S-net + STA/LTA 法によりとらえた地震検知フラグ

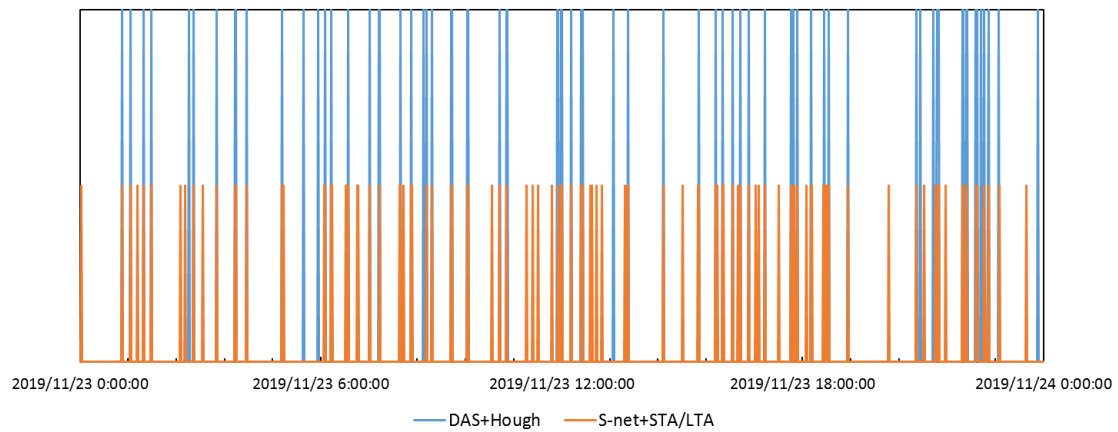


図 5.4-6 2019 年 11 月 23 日における DAS + ハフ変換と
S-net + STA/LTA 法によりとらえた地震検知フラグ

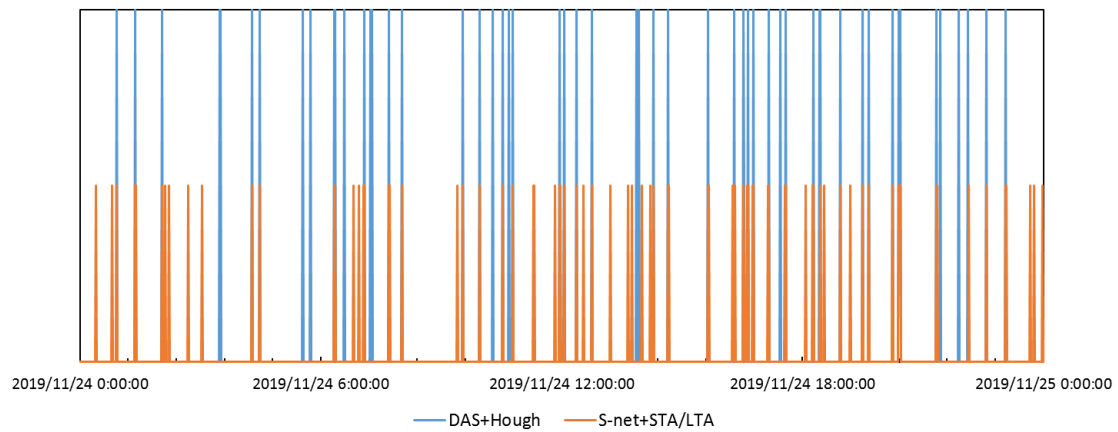


図 5.4-7 2019 年 11 月 24 日における DAS + ハフ変換と
S-net + STA/LTA 法によりとらえた地震検知フラグ

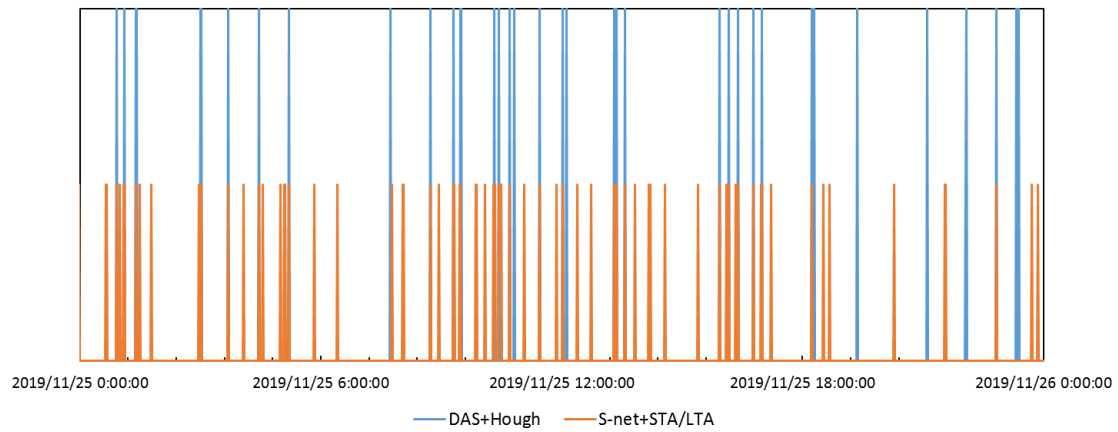


図 5.4-8 2019 年 11 月 25 日における DAS + ハフ変換と
S-net + STA/LTA 法によりとらえた地震検知フラグ

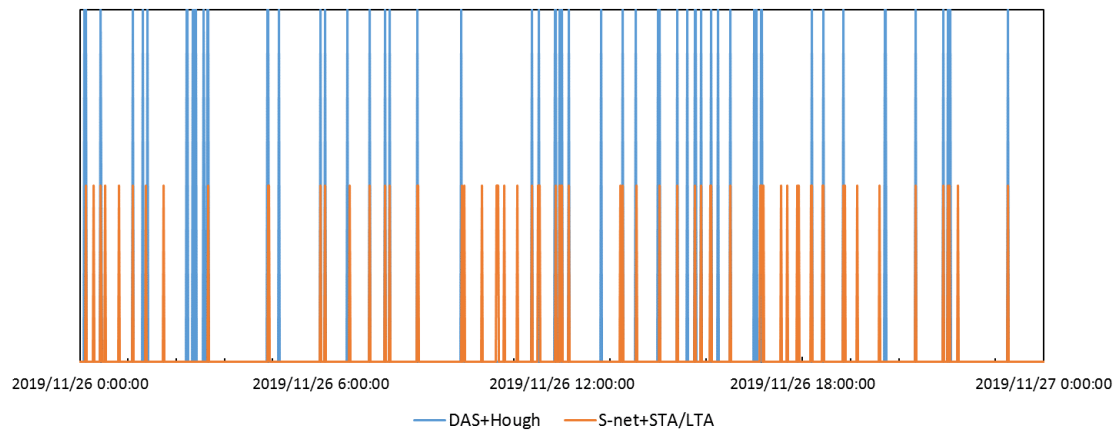


図 5.4-9 2019 年 11 月 26 日における DAS + ハフ変換と
S-net + STA/LTA 法によりとらえた地震検知フラグ

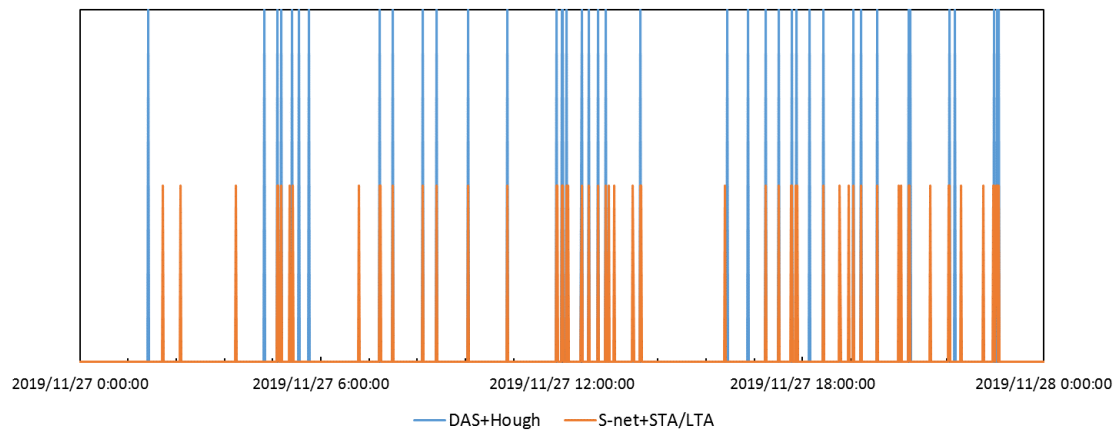


図 5.4-10 2019 年 11 月 27 日における DAS + ハフ変換と
S-net + STA/LTA 法によりとらえた地震検知フラグ

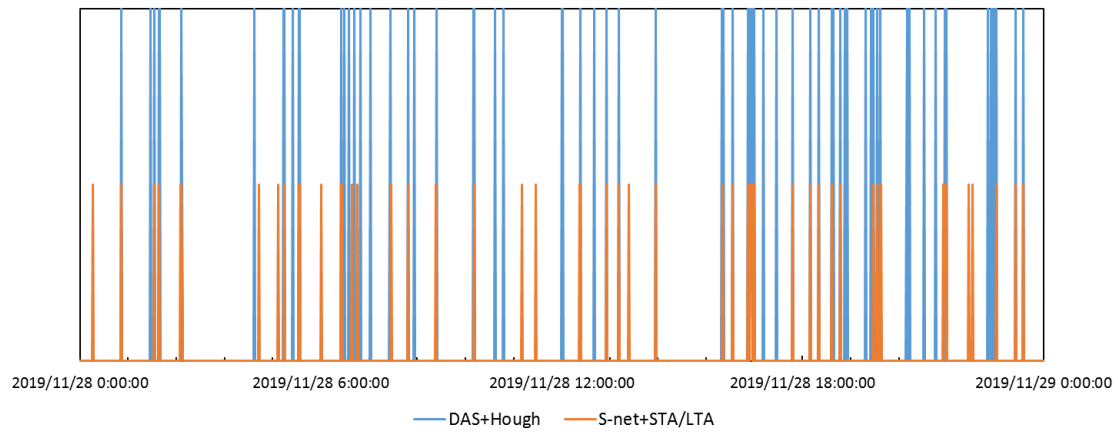


図 5.4-11 2019 年 11 月 28 日における DAS + ハフ変換と
S-net + STA/LTA 法によりとらえた地震検知フラグ

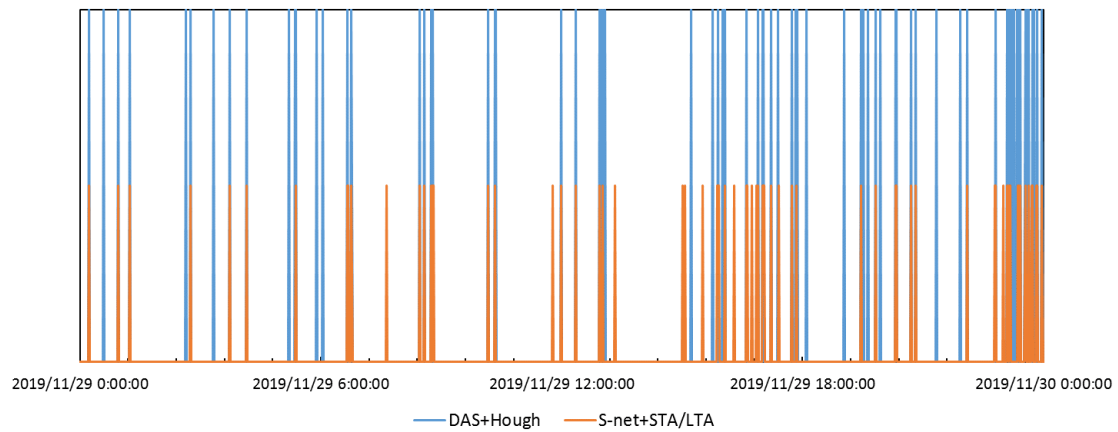


図 5.4-12 2019 年 11 月 29 日における DAS + ハフ変換と
S-net + STA/LTA 法によりとらえた地震検知フラグ

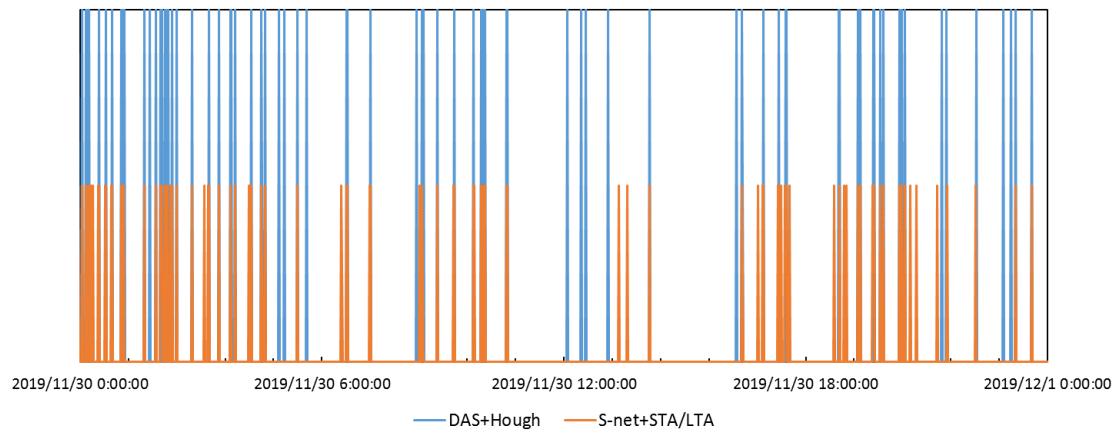


図 5.4-13 2019 年 11 月 30 日における DAS + ハフ変換と
S-net + STA/LTA 法によりとらえた地震検知フラグ

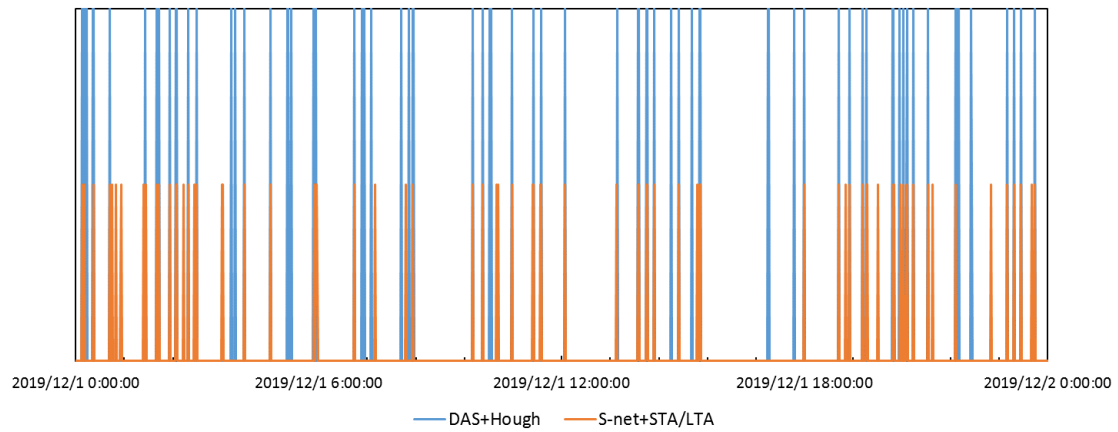


図 5.4-14 2019 年 12 月 1 日における DAS + ハフ変換と
S-net + STA/LTA 法によりとらえた地震検知フラグ

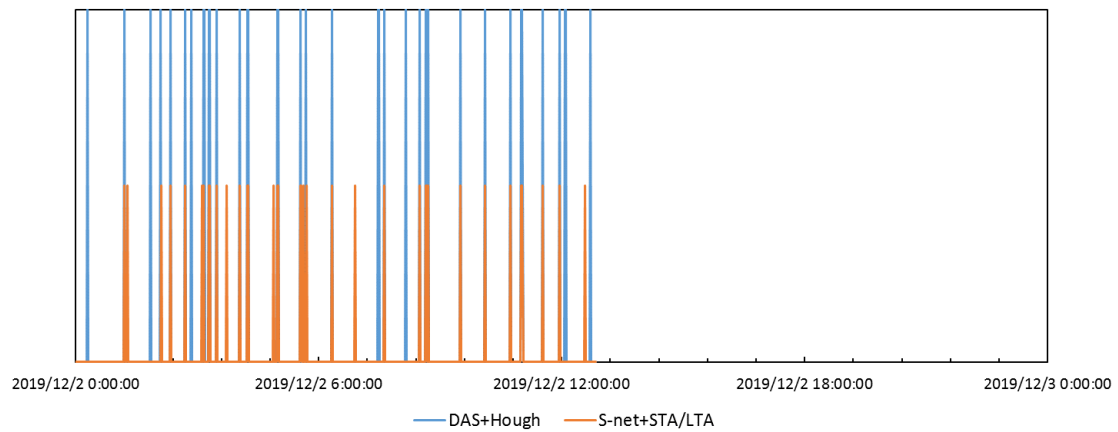


図 5.4-15 2019 年 12 月 2 日における DAS + ハフ変換と
S-net + STA/LTA 法によりとらえた地震検知フラグ

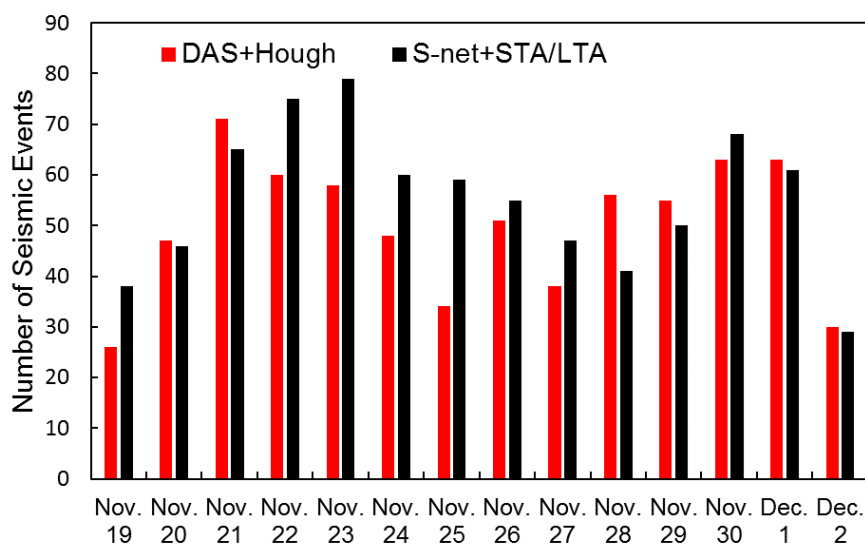


図 5.4-16 日ごとの DAS + ハフ変換と S-net + STA/LTA による地震検知数の比較

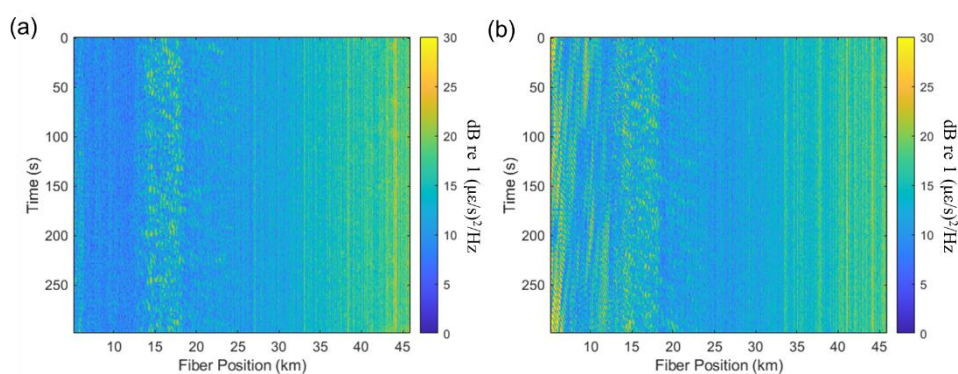


図 5.4-17 波浪によるノイズの変化 (a) 11 月 20 日 (b) 11 月 23 日

5.5 畳み込みニューラルネットワークによる地震検知

次に第 4 章で検討した F-k 空間図における CNN による地震検知の検証を行った。CNN による地震検知においては、長距離測定におけるノイズレベルを想定し、ハフ変換とは異なり DAS 測定から遠方の範囲のみでの検知とした。図 5.5-1 に時系列ひずみ速度分布のある時間空間窓 (赤枠) に対応する F-k スペクトル画像とその画像のヒストグラムを示した。CNN による地震検知に使用するデータの範囲は、沖合の約 8 km とし (図 5.3-1 C7400-9000)、30 秒ごとに 2 次元フーリエ変換したものを使用した。CNN を適用する F-k スペクトル画像の範囲は、地震のスペクトル強度が強い 2.5-7.5 Hz, -0.0188-0.0188 1/m とした (150×150 ピクセル)。画像の濃淡は 8 ビットで正規化し、強度が強い方を黒とした。濃淡の最大値は全スペクトル強度の標準偏差の 6 倍とし、それ以上は最大値と同値とした。地震イベントに該当する図 5.5-1 (b), (c), (d) に地震による特徴的な濃淡が見られた。また地震イベントに該当する

ヒストグラム図 5.5-1 (g), (h), (i)をみると図 5.5-1 (f), (j)の分布とは違いが見られた。通常時ではほぼガウス分布であるが、地震発生時には左に歪んだ分布になる。このことを利用して地震と思われる教師データの候補を 200 個選出した。選出方法としては中央値と歪度がそれぞれ閾値を超えたかどうかにより判断した。閾値を超えたものを実体波”Body wave”としてラベル付けし、教師データとした。

T 波についてはスペクトル強度の傾き（速度）が決まっているため、ハフ変換を用いて該当する傾きの直線を検知することにより選出した。F-k 画像の左上を原点としたとき、スペクトル強度との法線と画像の横軸の角度が約 5° (≈ 1480 m/s)に該当する線の投票数が閾値を超えたならば”T-phase”としてラベル付けし、200 個の教師データとした。これらの閾値はひずみ速度分布から確実に地震であると判断できるような規模のものを選出するため、安全側に設定した。画像認識はオブジェクトや特徴を認識し検出することができるため、統計的なパラメータの閾値検知よりも精度の高い分類が期待できる。

最後に上記に該当しない F-k 画像の中から 200 個のデータを”None”とラベル付けし、教師データとした。図 5.5-2 に CNN に使用した F-k スペクトル画像の教師データ例を示した。”Body wave”と”T-phase”両方の特徴が見える F-k 画像も存在するが、”Body wave”の判定を優先した。画像の中央の縦線（波数一定）は海の波やうねりによるノイズと考えられる。また横線（周波数一定）は船の振動によるノイズと考えられる。”None”の教師データにはこれらのような地震以外のノイズを含むデータを一部採用することが重要と考えられる。

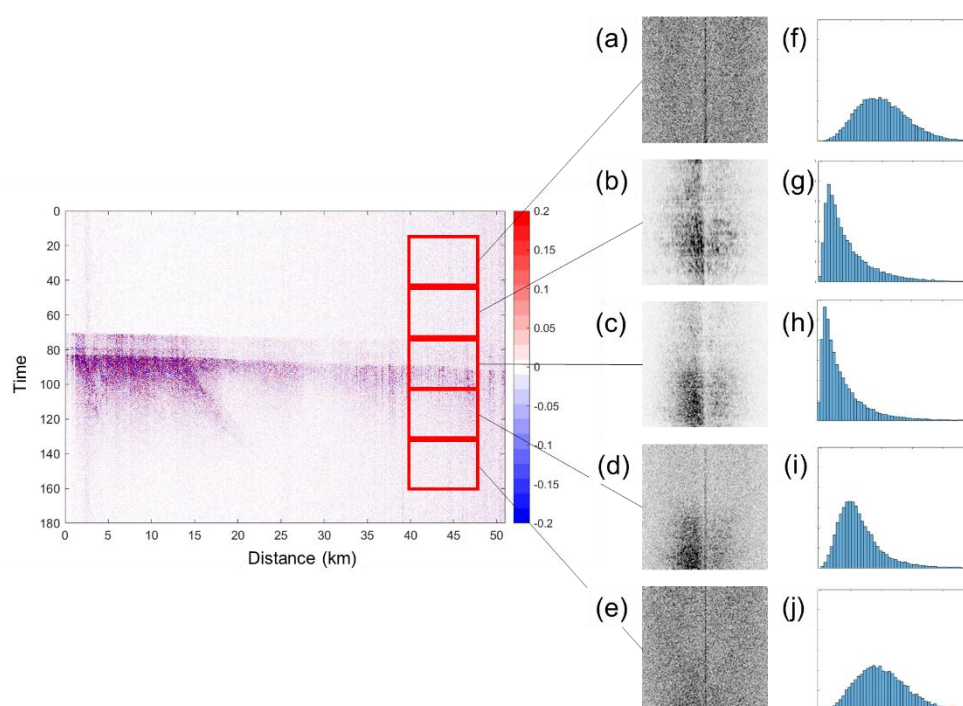


図 5.5-1 時系列ひずみ速度分布の時間×空間窓（赤枠）に対応する F-k 画像とその画像 ((a)~(e))のヒストグラム ((f)~(j))

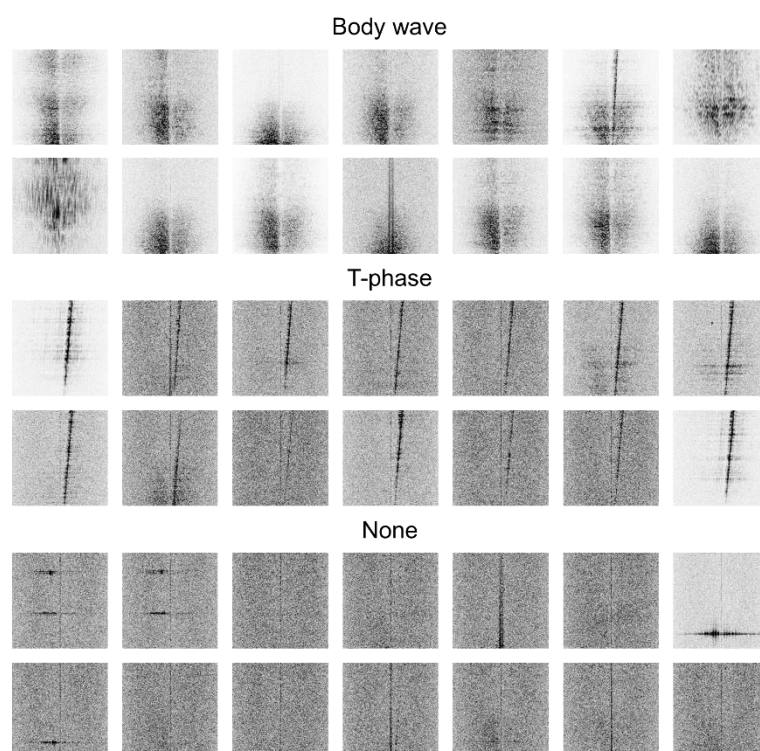


図 5.5-2 CNN に使用した F-k スペクトル画像の教師データ例

CNN は畳み込み層、プーリング層、結合層からなり、それらを組み合わせることにより、最終的な分類を行う。表 5.5-1 に今回検討したハイパーパラメータを示す。検討したハイパーパラメータの組み合わせの中から、最も精度の高いものを選出した。

表 5.5-1 検討した CNN のハイパーパラメータ

Category	Hyperparameter tuning	
Convolutional layer	Number of layers	1, 2, 3
	Number of filters	32, 64, 128
	Filter size	3×3, 11×11
	Activation function	ReLU, Sigmoid
	Max pooling layer size	2×2
Fully-connected layer	Number of layers	2
	Number of units	256, 512, 1024
	Activation function	ReLU, Sigmoid
	Dropout rate	0.25, 0.5
General hyperparameters	Batch size	32
	Epoch count	10
	Learning rule	RMSProp
	Learning rate	0.0001

図 5.5-3 に本研究で使⽤した CNN の層構造を示した。入力として⽤いた F-k 画像は 150×150 ピクセルである。CNN は以下のステップに従う。

- (1) Convolutional layer: 32 filters with a 3×3 kernel, rectified linear function
- (2) Subsampling: Max pooling 2×2
- (3) Convolutional layer: 64 filters with an 11×11 kernel, rectified linear function
- (4) Subsampling: Max pooling 2×2
- (5) Convolutional layer: 128 filters with a 11×11 kernel, rectified linear function
- (6) Subsampling: Max pooling 2×2
- (7) Flattens the data to 1 dimension
- (8) Dropout with 0.5 probability
- (9) Densely connected layer with 512 hidden nodes with rectified linear function
- (10) Densely connected layer with 3 categories with sigmoid activation function

本研究ではオープンソースのニューラルネットワークライブラリ keras を使⽤してこのネットワークを構築し、地震イベントの検出を行った^{5.22)}。ここで選択したハイパーパラメータやネットワークの構造はさらに最適化される可能性があるが、選出した教師データ 600 個に対して 98%以上の精度であり、地震検知テストのモデルとしては十分と判断した。

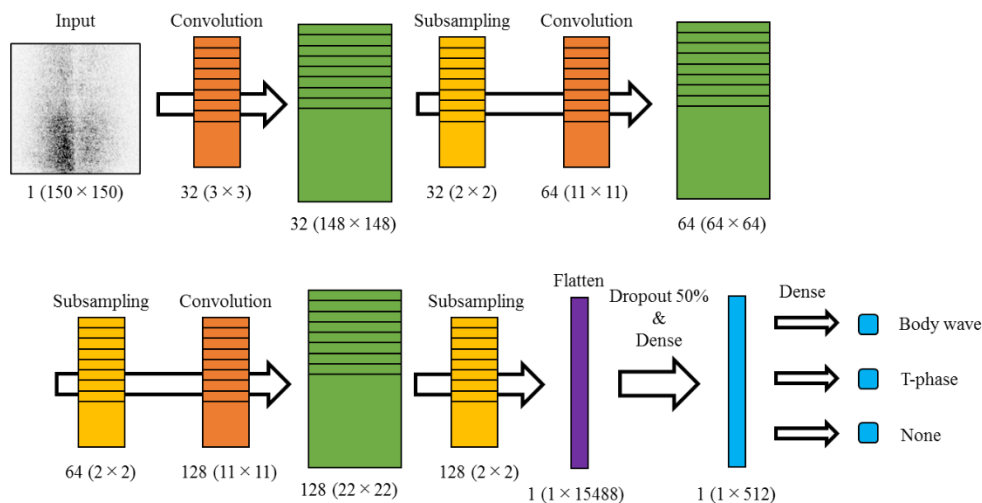


図 5.5-3 本研究で使⽤した CNN の層構造

図 5.5-4 から図 5.5-17 に⽇ごとの DAS + CNN で検知した時刻と S-net + STA/LTA 法で検知した時刻を比較した。ハフ変換同様同時刻のものと単独での検知が見られた。またハフ変換と同様に図 5.5-18 に DAS + CNN と S-net + STA/LTA 法による⽇にちごとの地震検知数を示した。検知数は DAS + CNN が 544 であり、S-net + STA/LTA 法は 773 であった。全体としては S-net + STA/LTA の方が多かったが、これは空間的な検知範囲の差や SN 比が⼤きな原

因であると考えられる。CNN のみ検知できたのは 85 で、S-net + STA/LTA 法のみ検知できたのは 314 であった。日ごとの検知数を見ると 11 月 29 日、30 日においては他の日よりも検知数が多く S-net + STA/LTA 法と同程度であった。検知された F-k スペクトル画像を観察すると 11 月 29 日、30 日は T 波の発生が多く、SN の低い T 波を CNN のみが検知できていたことが原因と考えられる。図 5.5-19 に CNN による日にちごとの実体波と T 波の検知数を示した。実体波の発生回数は安定していたが、T 波は日によって発生回数が大きく変化していた。

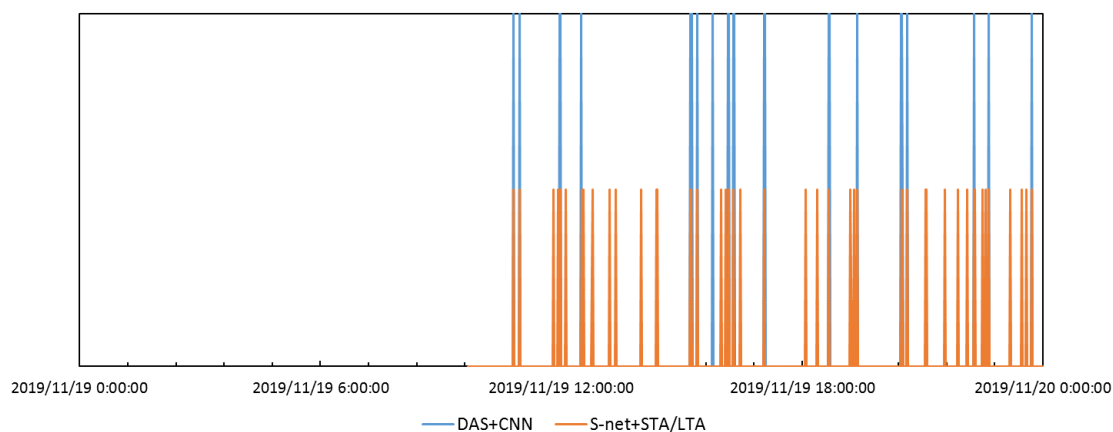


図 5.5-4 2019 年 11 月 19 日における DAS + CNN と S-net + STA/LTA 法によりとらえた地震検知フラグ

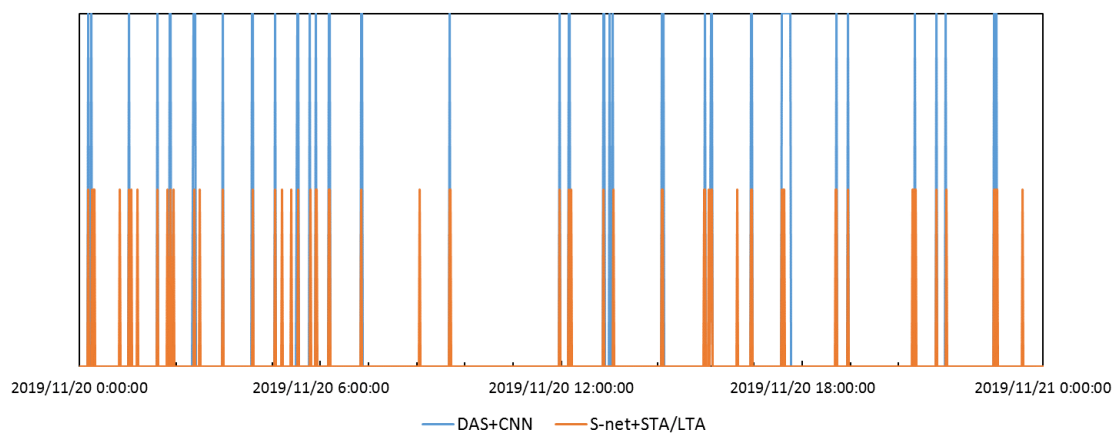


図 5.5-5 2019 年 11 月 20 日における DAS + CNN と S-net + STA/LTA 法によりとらえた地震検知フラグ

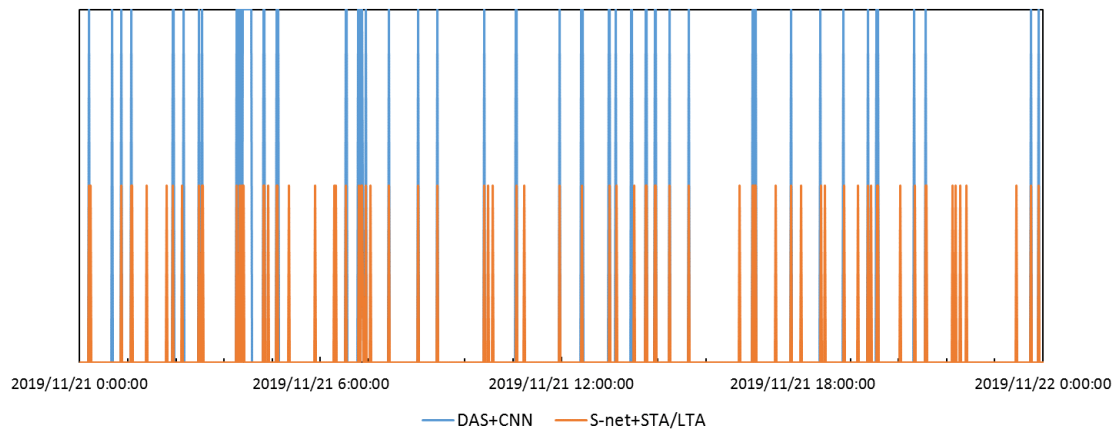


図 5.5-6 2019 年 11 月 21 日における DAS + CNN と S-net + STA/LTA 法
によりとらえた地震検知フラグ

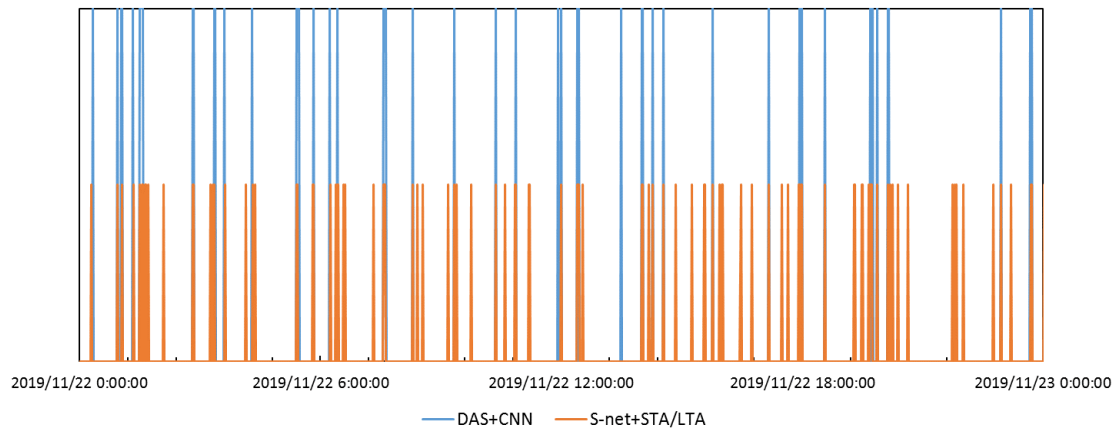


図 5.5-7 2019 年 11 月 22 日における DAS + CNN と S-net + STA/LTA 法
によりとらえた地震検知フラグ

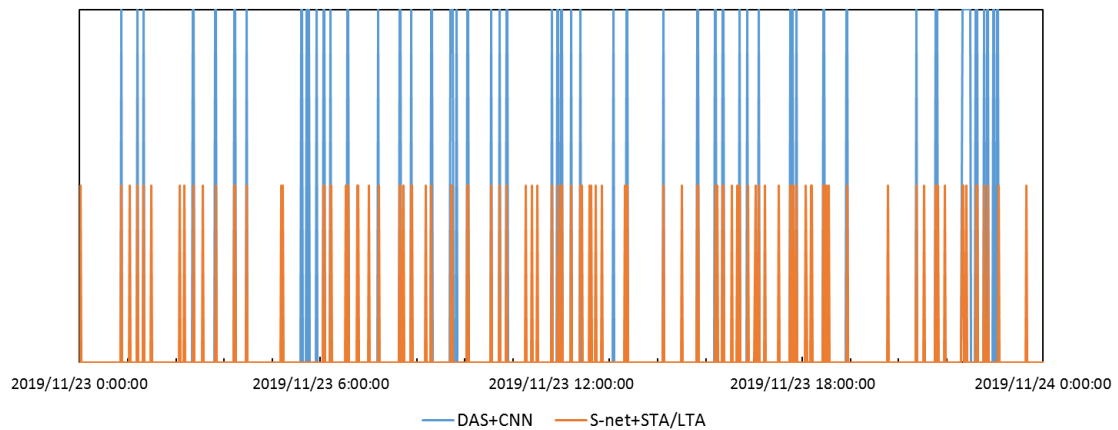


図 5.5-8 2019 年 11 月 23 日における DAS + CNN と S-net + STA/LTA 法
によりとらえた地震検知フラグ

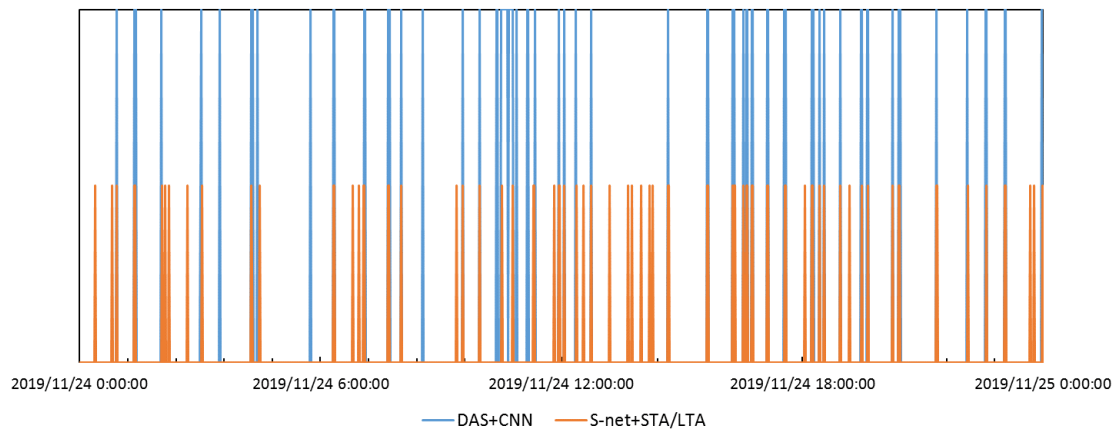


図 5.5-9 2019 年 11 月 24 日における DAS + CNN と S-net + STA/LTA 法
によりとらえた地震検知フラグ

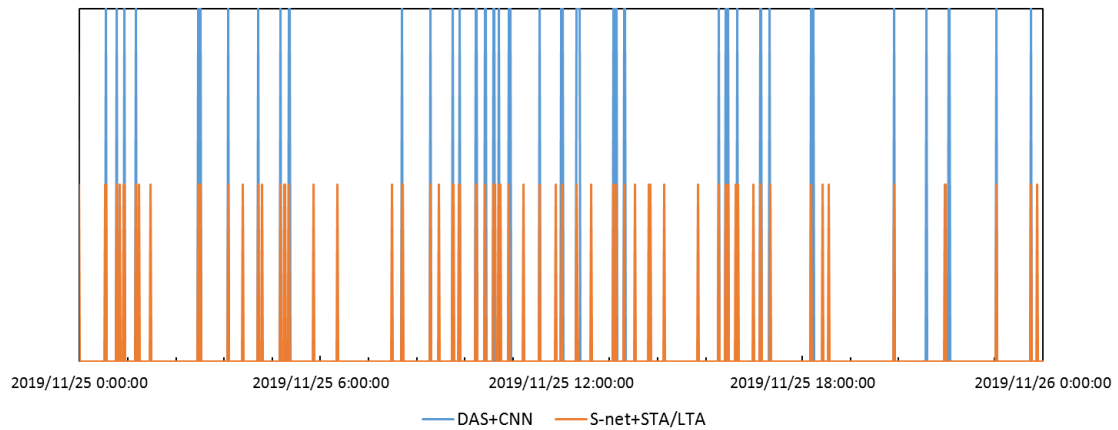


図 5.5-10 2019 年 11 月 25 日における DAS + CNN と S-net + STA/LTA 法
によりとらえた地震検知フラグ

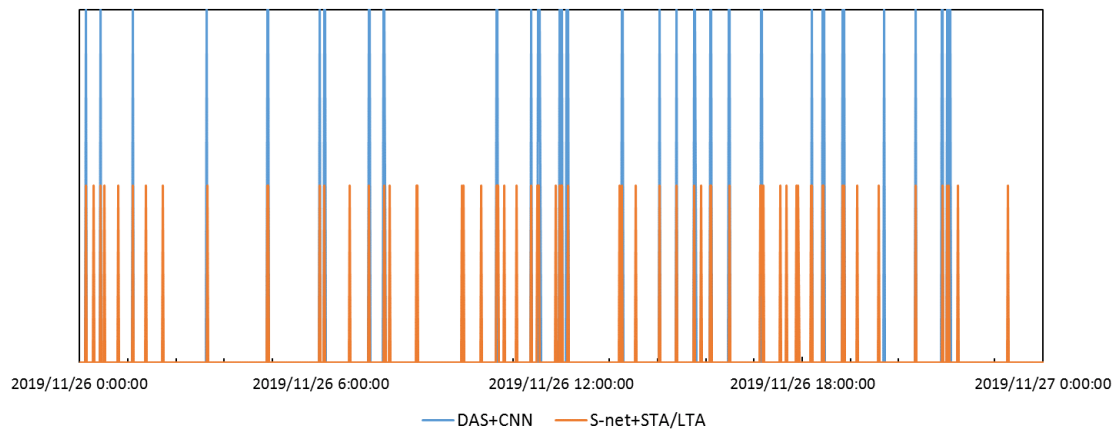


図 5.5-11 2019 年 11 月 26 日における DAS + CNN と S-net + STA/LTA 法
によりとらえた地震検知フラグ

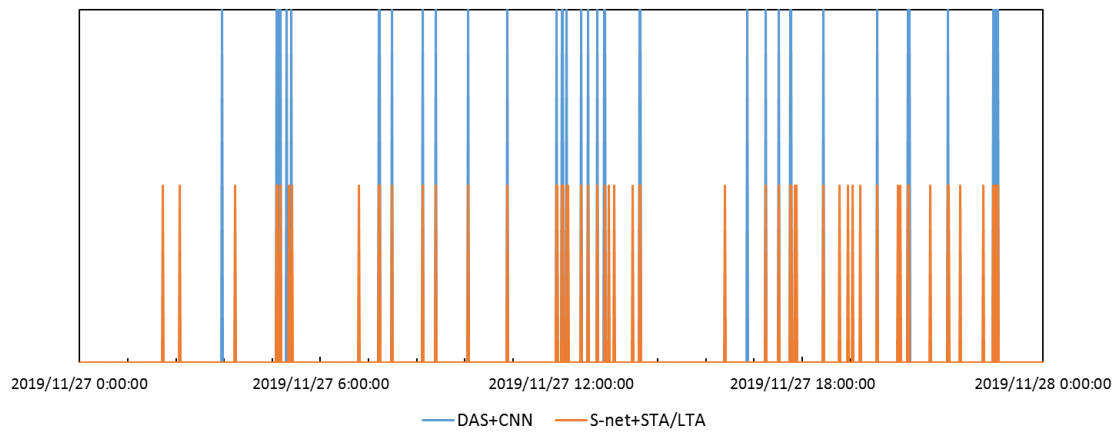


図 5.5-12 2019 年 11 月 27 日における DAS + CNN と S-net + STA/LTA 法
によりとらえた地震検知フラグ

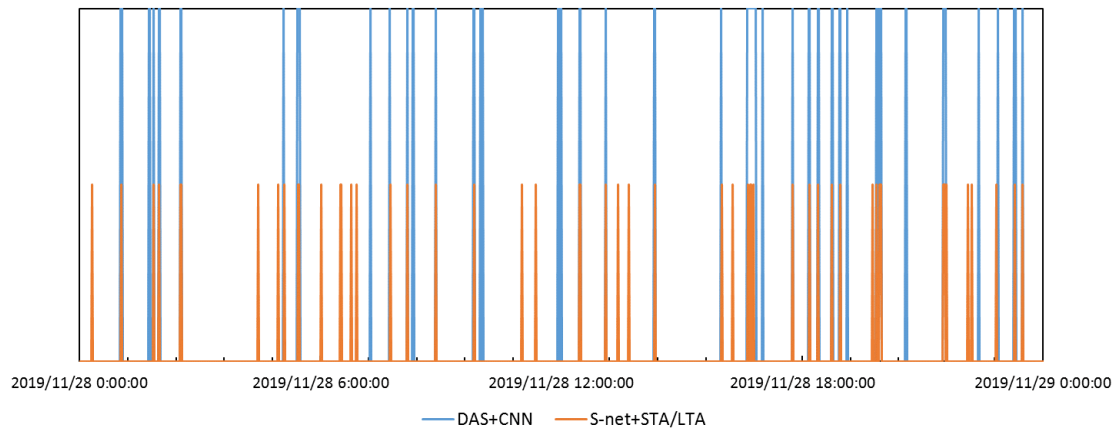


図 5.5-13 2019 年 11 月 28 日における DAS + CNN と S-net + STA/LTA 法
によりとらえた地震検知フラグ

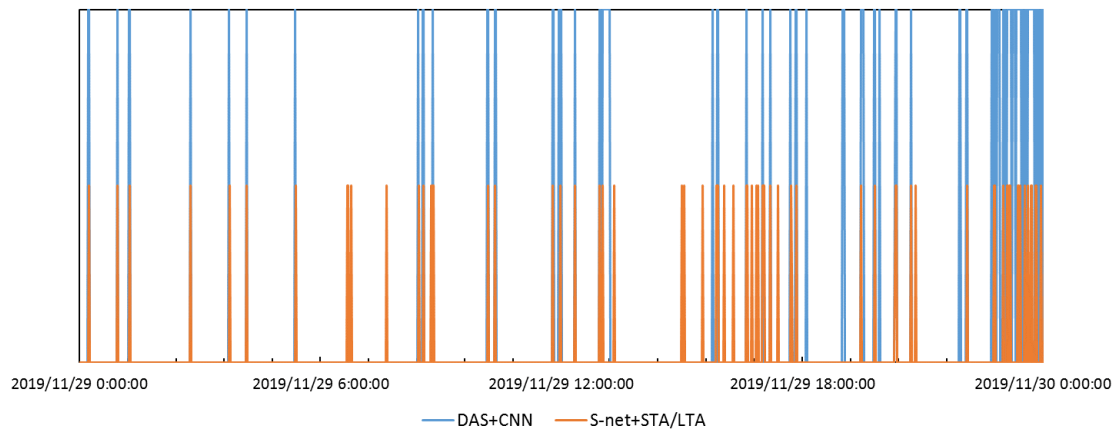


図 5.5-14 2019 年 11 月 29 日における DAS + CNN と S-net + STA/LTA 法
によりとらえた地震検知フラグ

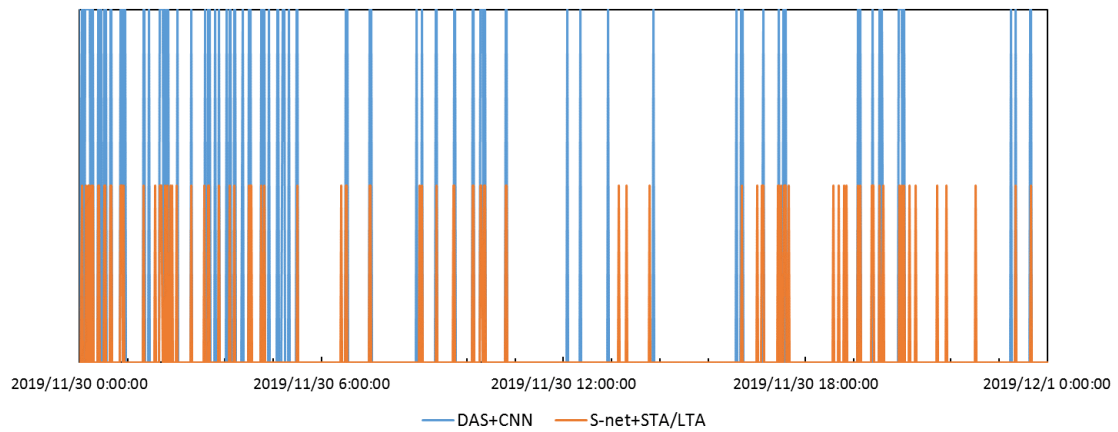


図 5.5-15 2019 年 11 月 30 日における DAS + CNN と S-net + STA/LTA 法
によりとらえた地震検知フラグ

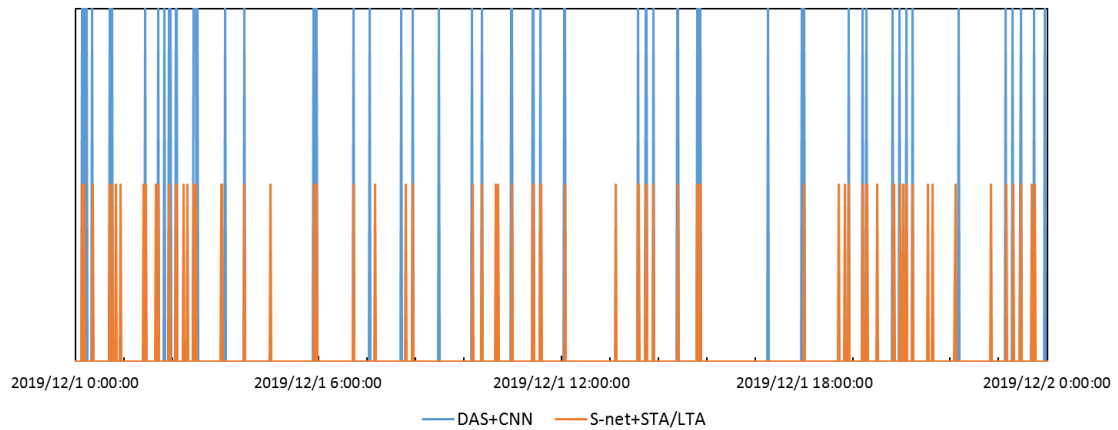


図 5.5-16 2019 年 12 月 1 日における DAS + CNN と S-net + STA/LTA 法
によりとらえた地震検知フラグ

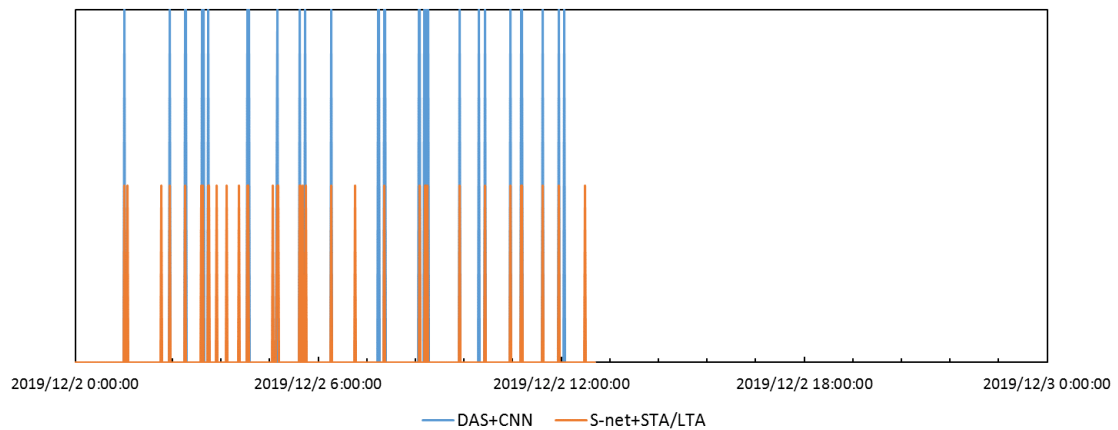


図 5.5-17 2019 年 12 月 2 日における DAS + CNN と S-net + STA/LTA 法
によりとらえた地震検知フラグ

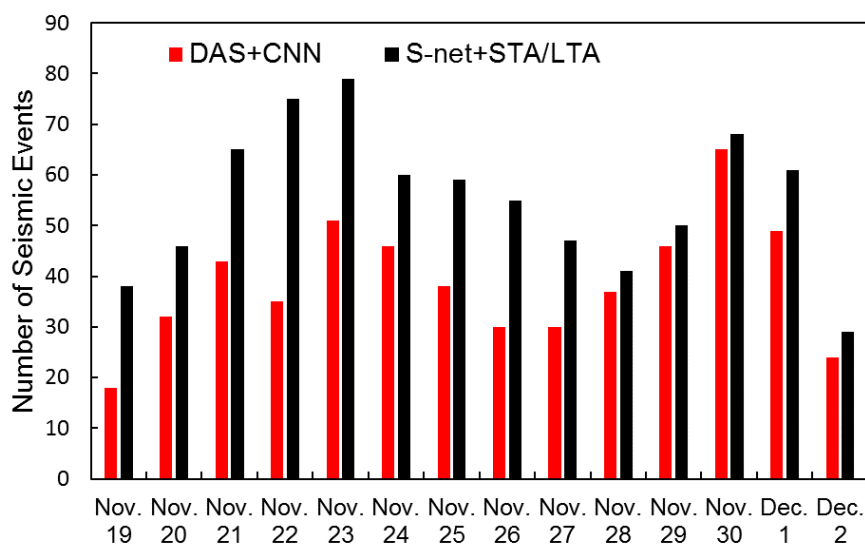


図 5.5-18 日ごとの DAS + CNN と S-net + STA/LTA 法によりとらえた地震検知数比較

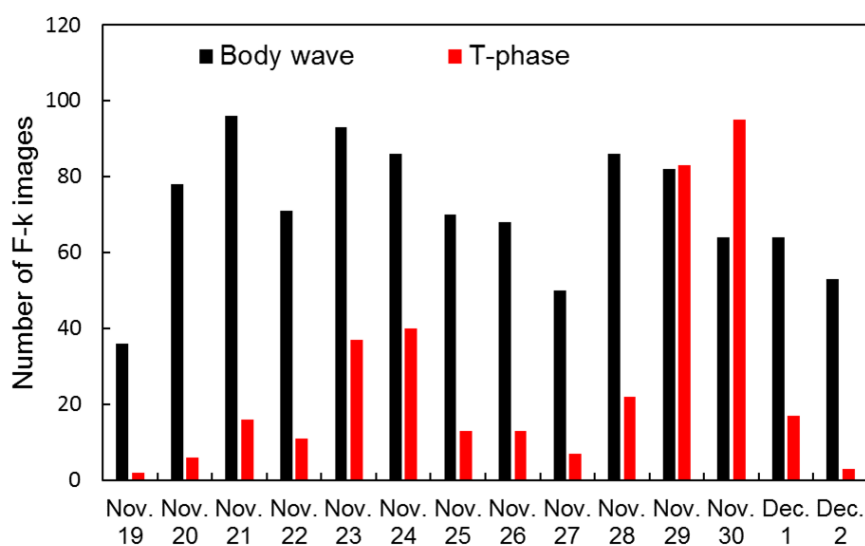


図 5.5-19 日ごとの DAS + CNN によりとらえた実体波(Body wave)と T 波(T-phase)の F-k スペクトル画像数比較

5.6 手法の比較

表 5.6-1 に地震検知手法ごとの今回検討したパラメータを比較した。本研究では DAS の基本的な地震検知の手法としてハフ変換を考え、その補間的な役割として CNN による地震検知を試した。またすべての検知方法について誤検知を含む。そのため検知数においては単純に比較することは難しいが、統計的にデータを観察し、それぞれの特徴を考察することとする。

表 5.6-1 今回検討した地震検知手法ごとのパラメータ

	S-net + STA/LTA	DAS + Hough	DAS + CNN
Range (km)	25–100	40.8	8.2
Number of Channels	6	8000	1600
Temporal resolution (s)	10 / 60	10	30
Frequency (Hz)	3–10	3–10	2.5–7.5
Wave length (1/m)	-	-	-0.0188–0.0188

図 5.6-1 に日ごとの DAS + ハフ変換と DAS + CNN と S-net + STA/LTA 法によりとらえた地震検知数の比較を示す。検知数の大小はあるものの、傾向は概ね一致している。日によって検知数の順位が入れ替わることから、波浪のノイズの影響、震源地、地震の強度、地震の種類などにより検知方法ごとに適した条件が異なるということがわかった。前述したがハフ変換による検知が 22 日から 25 日まで検知数が少なかった原因は、波浪によるノイズと考えられる。より詳細な評価をするには、地震の特徴（震源距離、マグニチュード、震度など）を考慮した解析やより近傍でのデータが必要であると考えられる。

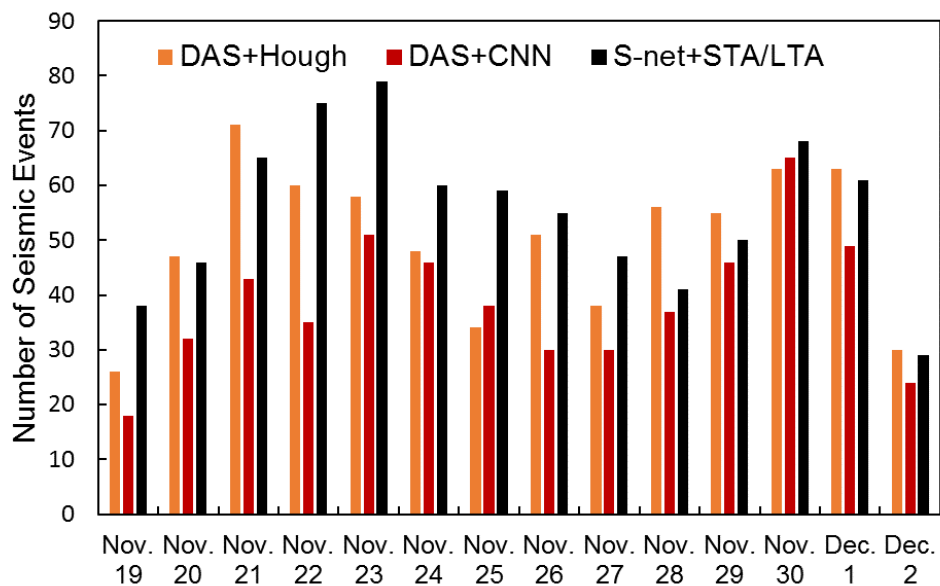


図 5.6-1 日ごとの DAS + ハフ変換と DAS + CNN と S-net + STA/LTA 法によりとらえた地震検知数の比較

DAS データと検討した異常検知手法の性能を地震計 S-net + STA/LTA 法と比較するために、ハフ変換と CNN による検知をまとめて評価する。図 5.6-2 から図 5.6-15 にハフ変換と CNN での検知の論理和をとったときの地震検知時刻と S-net + STA/LTA により検知した時

刻を示す。また図 5.6-16 に日ごとの地震検知数を比較した。DAS による検知は 782 であり、S-net + STA/LTA 法による検知は 773 であった。両方がほぼ同時に検知した数は 551 であり、全体の 70%程度であった。

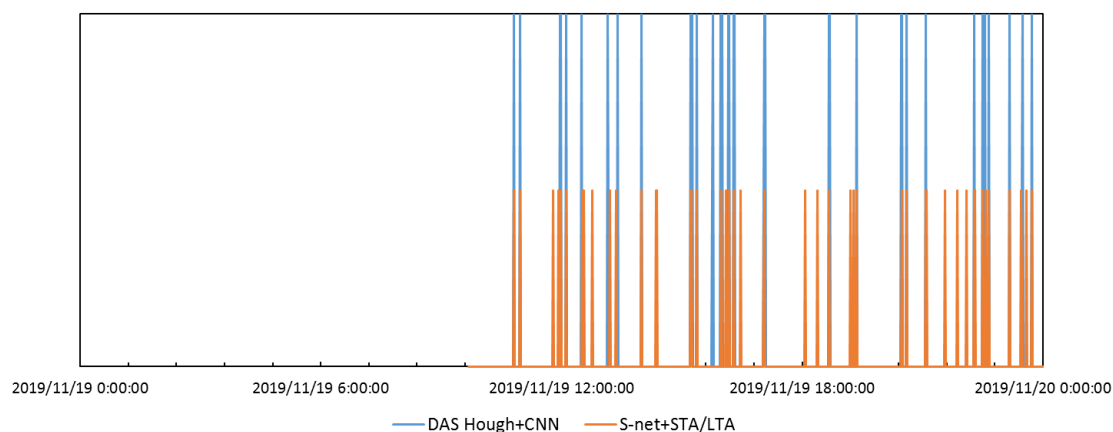


図 5.6-2 2019 年 11 月 19 日における DAS ハフ変換 + CNN と S-net + STA/LTA 法によりとらえた地震検知フラグ

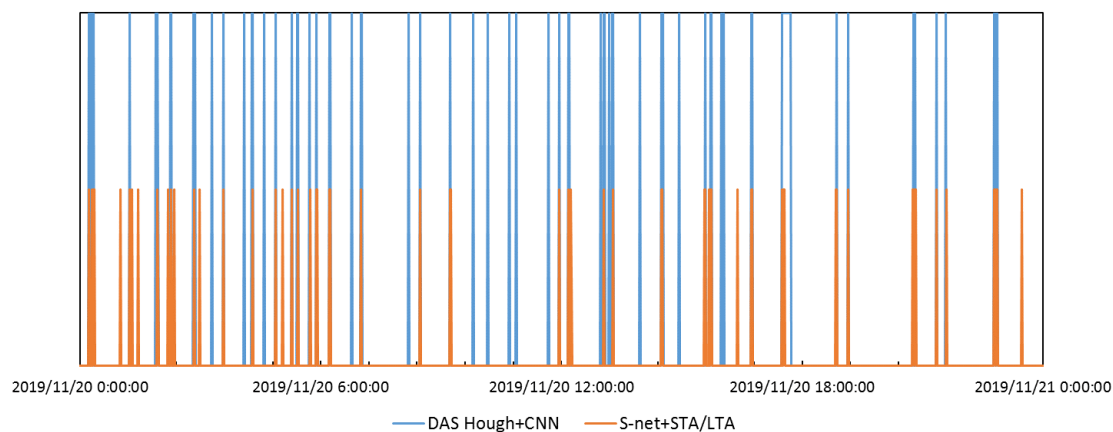


図 5.6-3 2019 年 11 月 20 日における DAS ハフ変換 + CNN と S-net + STA/LTA 法によりとらえた地震検知フラグ

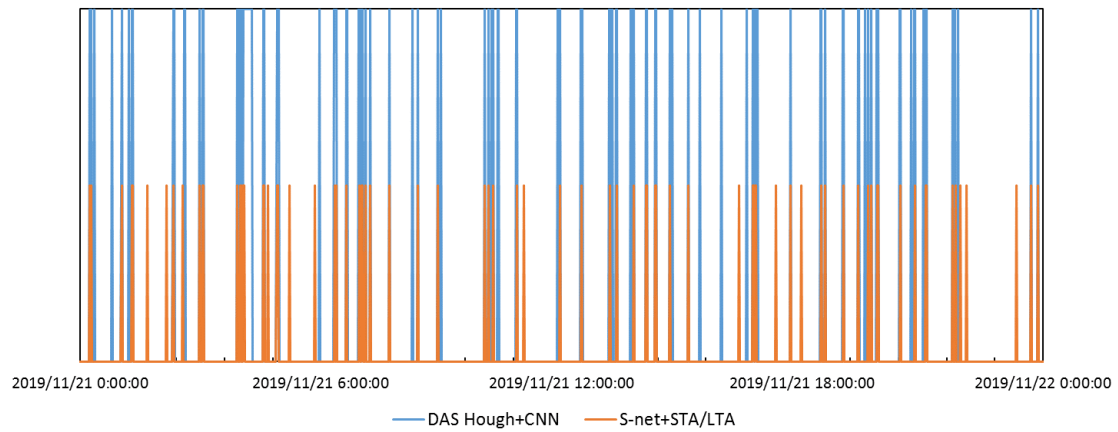


図 5.6-4 2019 年 11 月 21 日における DAS ハフ変換 + CNN と
S-net + STA/LTA 法によりとらえた地震検知フラグ

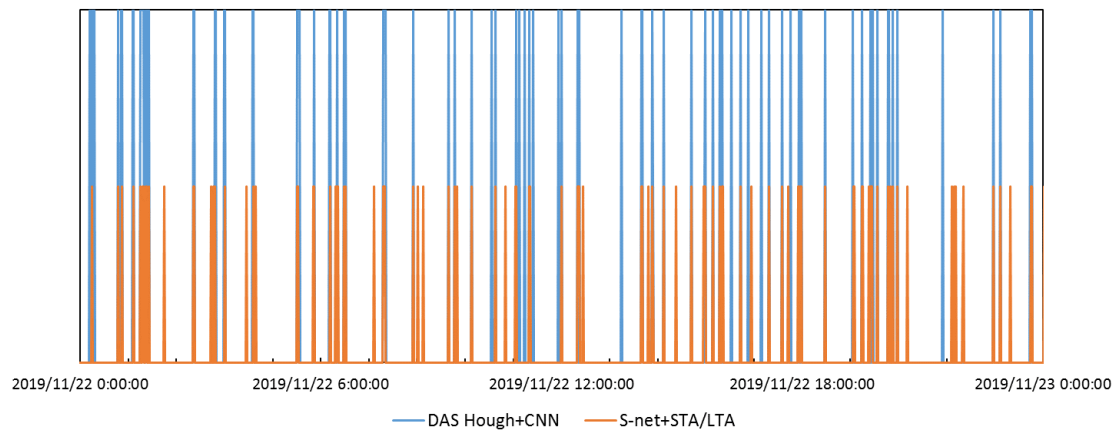


図 5.6-5 2019 年 11 月 22 日における DAS ハフ変換 + CNN と
S-net + STA/LTA 法によりとらえた地震検知フラグ

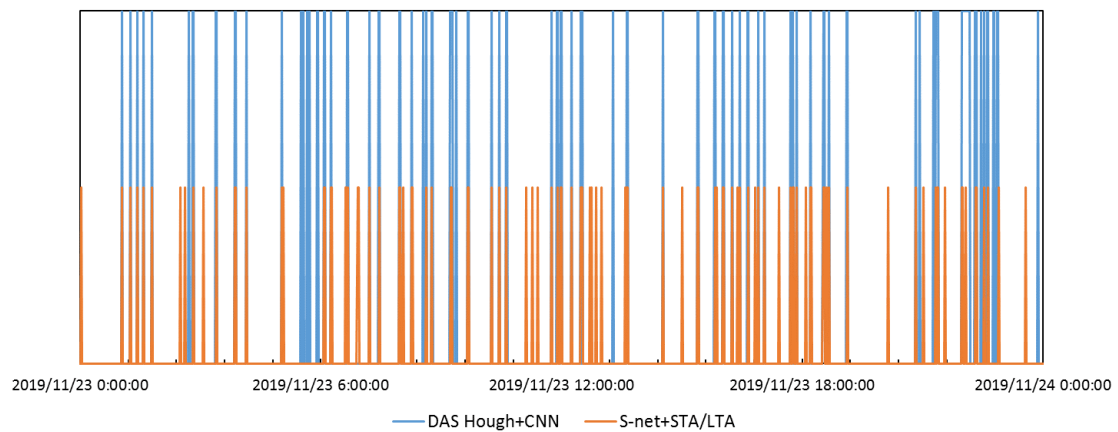


図 5.6-6 2019 年 11 月 23 日における DAS ハフ変換 + CNN と
S-net + STA/LTA 法によりとらえた地震検知フラグ

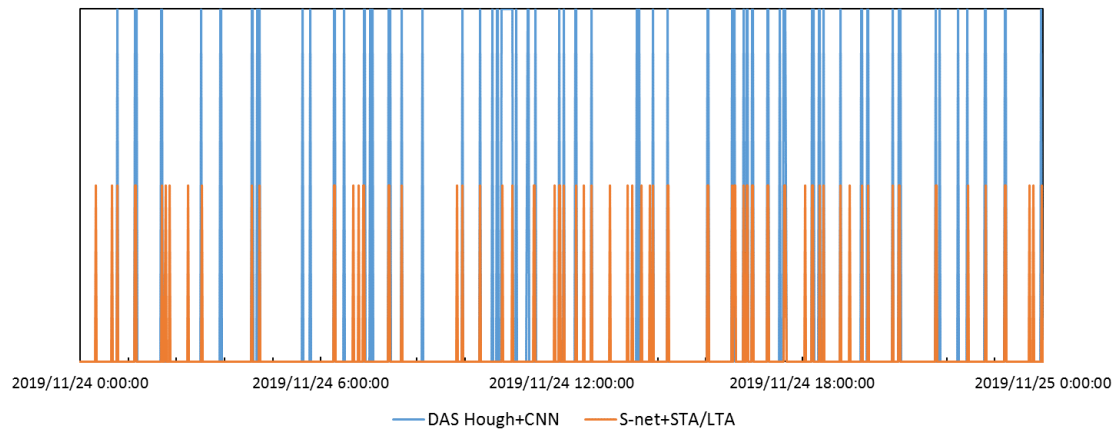


図 5.6-7 2019 年 11 月 24 日における DAS ハフ変換 + CNN と
S-net + STA/LTA 法によりとらえた地震検知フラグ

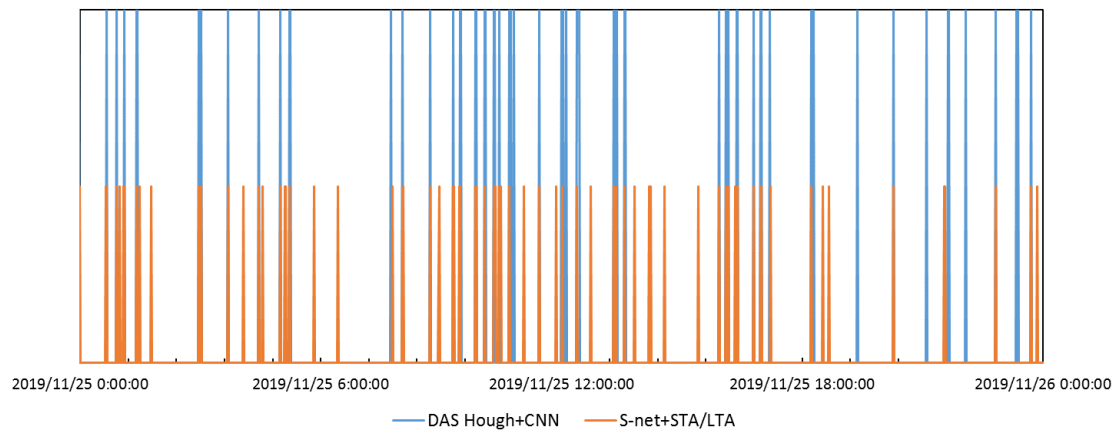


図 5.6-8 2019 年 11 月 25 日における DAS ハフ変換 + CNN と
S-net + STA/LTA 法によりとらえた地震検知フラグ

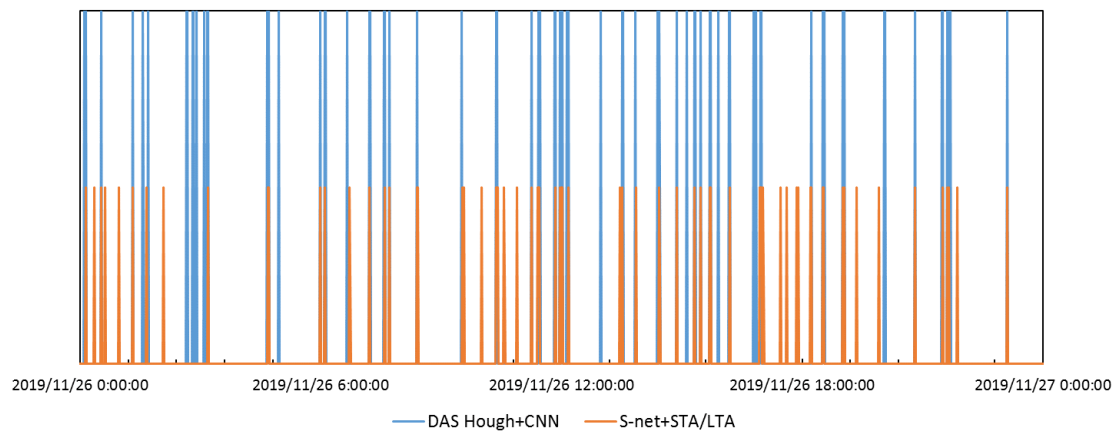


図 5.6-9 2019 年 11 月 26 日における DAS ハフ変換 + CNN と
S-net + STA/LTA 法によりとらえた地震検知フラグ

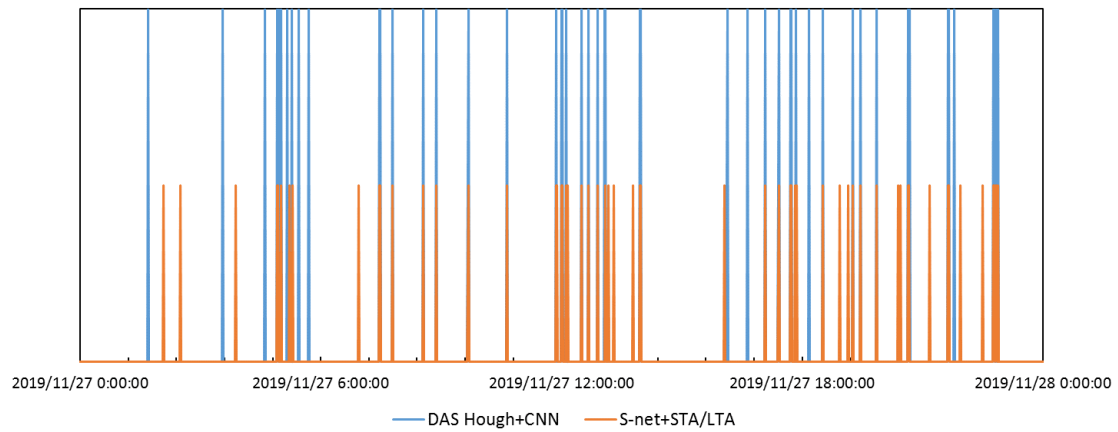


図 5.6-10 2019 年 11 月 27 日における DAS ハフ変換 + CNN と
S-net + STA/LTA 法によりとらえた地震検知フラグ

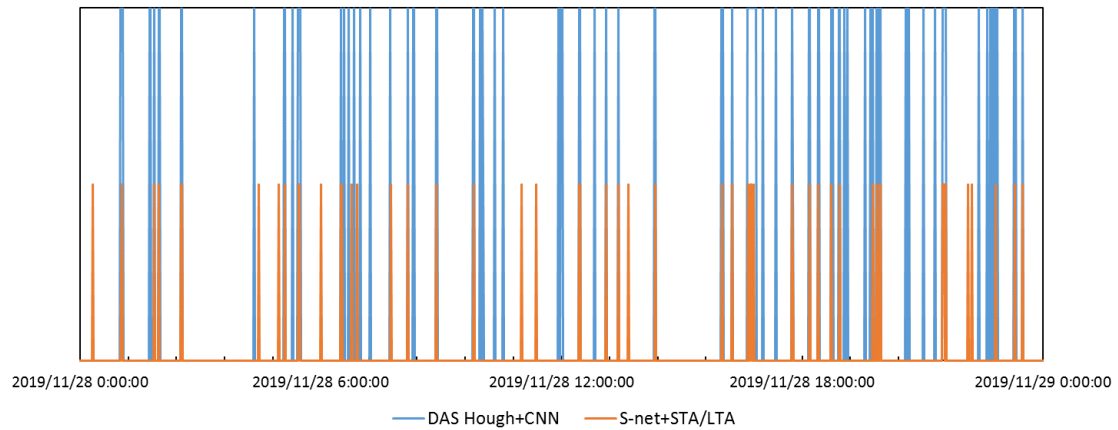


図 5.6-11 2019 年 11 月 28 日における DAS ハフ変換 + CNN と
S-net + STA/LTA 法によりとらえた地震検知フラグ

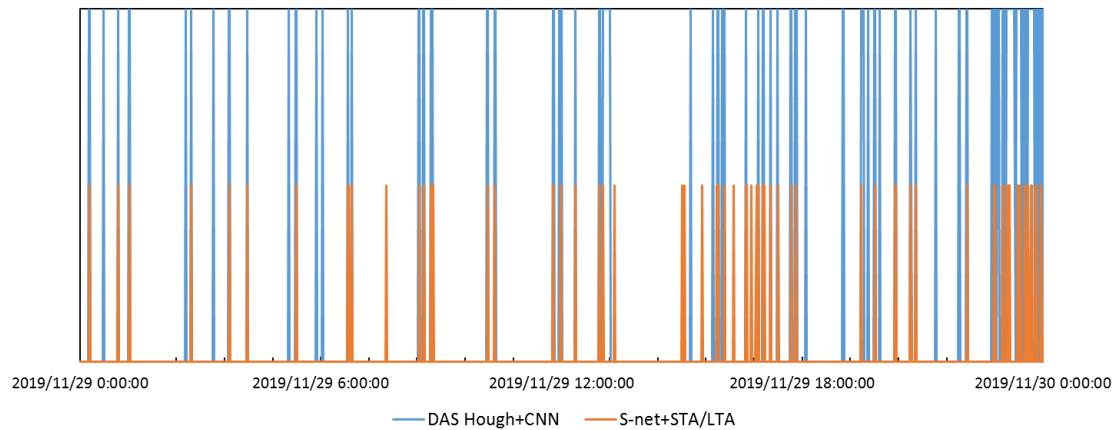


図 5.6-12 2019 年 11 月 29 日における DAS ハフ変換 + CNN と
S-net + STA/LTA 法によりとらえた地震検知フラグ

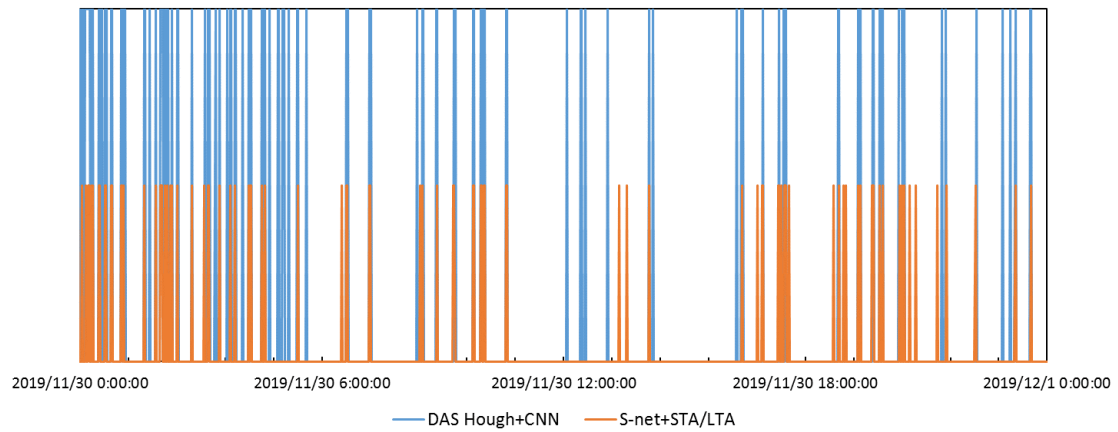


図 5.6-13 2019 年 11 月 30 日における DAS ハフ変換 + CNN と
S-net + STA/LTA 法によりとらえた地震検知フラグ

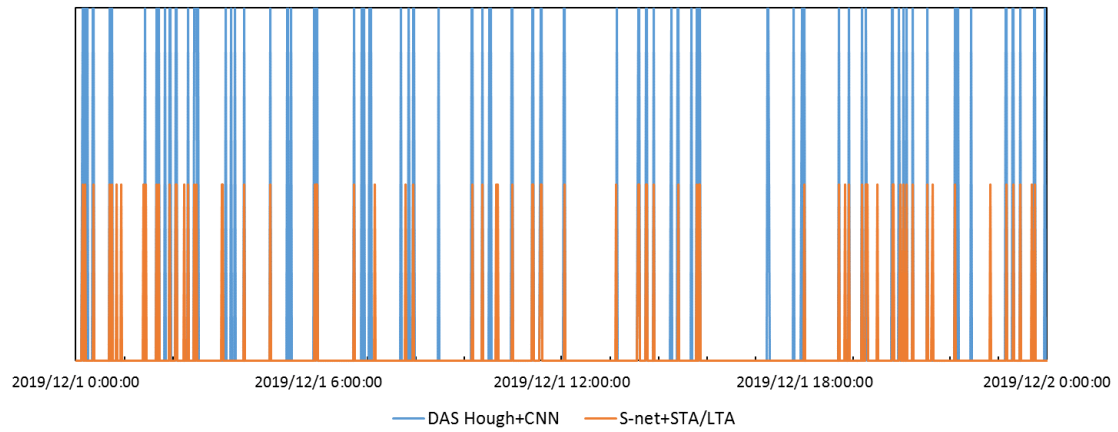


図 5.6-14 2019 年 12 月 1 日における DAS ハフ変換 + CNN と
S-net + STA/LTA 法によりとらえた地震検知フラグ

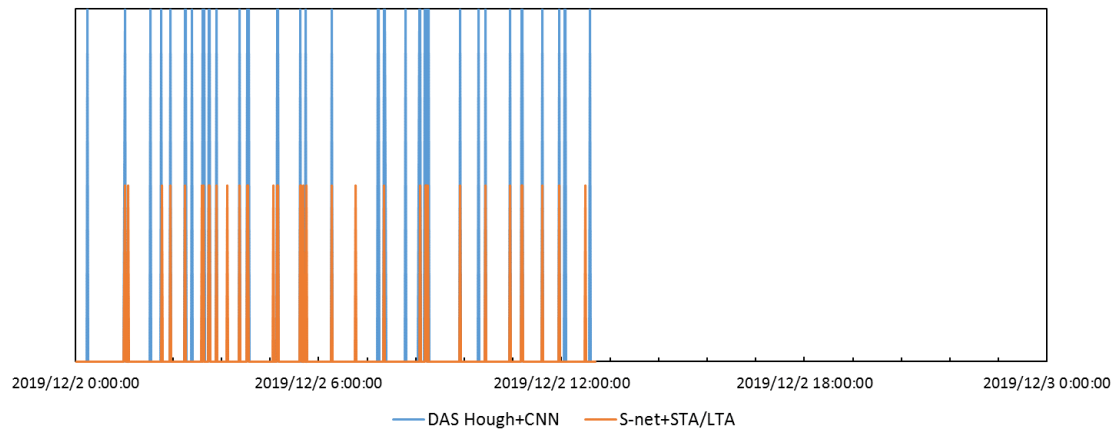


図 5.6-15 2019 年 12 月 2 日における DAS ハフ変換 + CNN と
S-net + STA/LTA 法によりとらえた地震検知フラグ

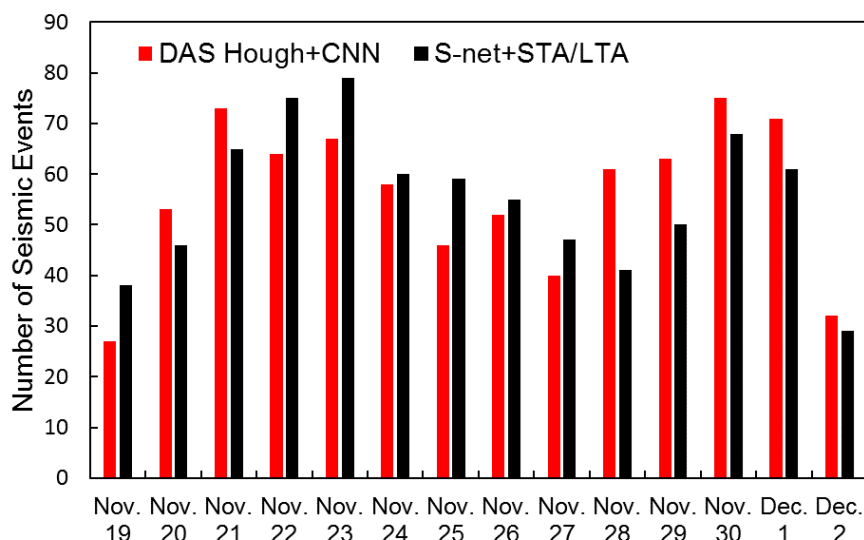


図 5.6-16 日ごとの DAS ハフ変換 + CNN と S-net + STA/LTA 法によりとらえた地震検知数比較

表 5.6-2 に検知方法別の検知数、S-net + STA/LTA 法と同時刻の検知数、その手法のみが唯一検知できた数をまとめた。DAS + ハフ変換と DAS + CNN がほぼ同時刻に検知した数は 464 であり、その割合はそれぞれ 66.0%と 84.9%であった。またその手法のみが唯一検知したものをすべて誤検知と仮定すると、仮の精度は DAS + ハフ変換が 79.1%と DAS + CNN が 91.7%、ハフ変換 + CNN が 75.6%、S-net + STA/LTA が 71.3%となる。その手法でのみ検知できたものも存在すると考えられるが、割合として CNN の精度が最も高くなった。これは地震検知において F-k 空間での学習と分類が非常に有効であることを示していると考えられる。ハフ変換 + CNN と S-net + STA/LTA はほぼ同じ検知数で同程度の精度となるため、DAS と本研究で検討した検知方法は、従来の地震観測システムとほぼ同程度の性能があると考えられる。

表 5.6-2 検知方法別の検知数、S-net + STA/LTA 法と同時刻の検知数、唯一検知できた数

	DAS + Hough	DAS + CNN	DAS Hough + CNN	S-net + STA/LTA
Number of detections	700	544	782	773
And S-net + STA/LTA	514 (73.4%)	459 (84.4%)	551 (70.5%)	-
Only	146	45	-	222

図 5.6-17 に全期間での発生間隔時間に対するヒストグラムを示す。地震の発生間隔については指数分布に従うことが知られているので、指数分布から求めた発生間隔時間に対する発生頻度をプロットした（赤線）。どの検知方法も指数分布とよく一致しており、特定の

周期をもつようなノイズによる誤検知は少ないと考えられた。平均発生間隔は DAS + ハフ変換が 1617 s、DAS + CNN が 2077 s、ハフ変換 + CNN が 1447 s、S-net + STA/LAT が 1463 s であった。

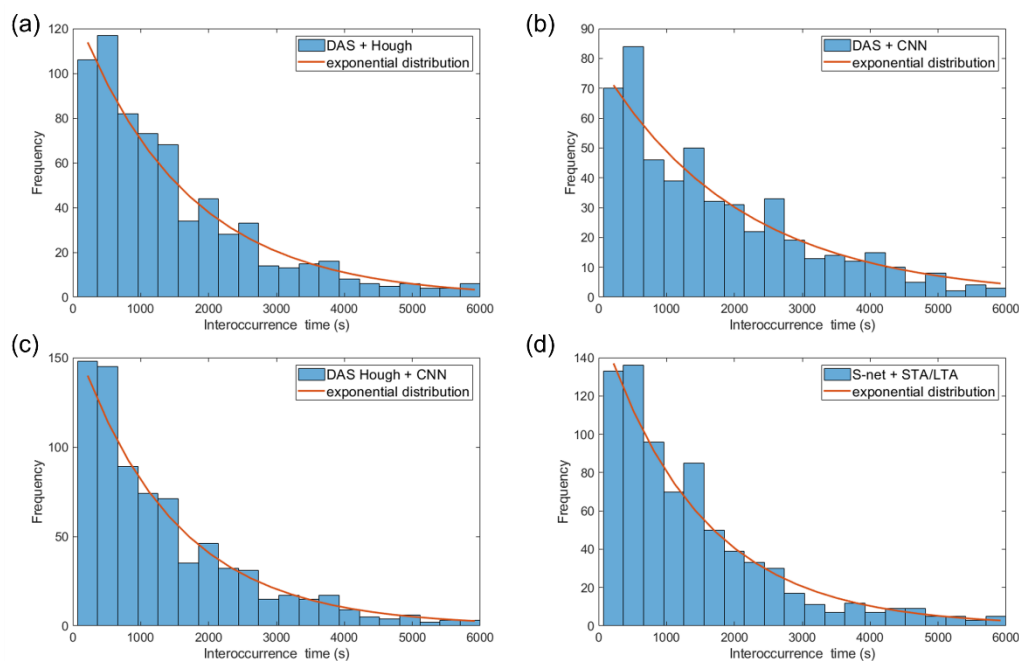


図 5.6-17 地震検知間隔と指数分布 (a)DAS + ハフ変換 (b)DAS + CNN
(c) DAS ハフ変換 + CNN (d) S-net + STA/LTA 法

5.7 まとめ

東京大学地震研究所により平成 8 年に設置された三陸沖光ケーブル式海底地震・津波観測システムの予備ファイバを用いて、2019 年 11 月 18 日から 12 月 2 日に行われた DAS 測定データを解析し、第 4 章で検討した異常検知手法の適用性を検証した。DAS を用いることで、地震だけでなく、船や脈動などの現象も観測することができた。また DAS は空間的に振動を観測できるため、波の分散、速度などの解析を詳細に行うことができた。DAS 測定データに対して第 4 章で検討したハフ変換による地震検知と CNN による地震検知の適用性を検証した。全測定期間でハフ変換により 700 の地震を検知し、CNN により 544 の地震を検知することができた。また 2 つの手法により 782 もの地震を検知することができた。また開発した 2 つの手法を S-net の海底地震計と比較すると、同時に検知できたものが 70%程度であり、同程度の検知数、精度であった。そのため DAS と開発した 2 つの異常検知手法は、従来の地震観測システム同様、海底地震観測において有用であると示すことができた。開発した 2 つの異常検知手法と従来の海底地震計と検知方法には、それぞれ検知可能な振動や環境があり、相補的に使うことでより広範囲で精度の高い地震検知や地震の解析ができることを示した。

5.8 参考文献

5.1) 日本海溝海底地震観測網

<https://www.seafloor.bosai.go.jp/S-net/> cited Dec. 23rd, 2022

5.2) National Research Institute for Earth Science and Disaster Resilience (2022), NIED Seafloor observation network for earthquakes and tsunamis along the Japan Trench (S-net), National Research Institute for Earth Science and Disaster Resilience.

5.3) Kanazawa, T., K. Uehira, M. Mochizuki, T. Shinbo, H. Fujimoto, S. Noguchi, T. Kunugi, K. Shiomi, S. Aoi, T. Matsumoto, S. Sekiguchi, and Y. Okada, 2016, S-net project, cabled observation network for earthquakes and tsunamis, SubOptic 2016, WE2B-3.

5.4) Uehira, K., T. Kanazawa, M. Mochizuki, H. Fujimoto, S. Noguchi, T. Shinbo, K. Shiomi, T. Kunugi, S. Aoi, T. Matsumoto, S. Sekiguchi, Y. Okada, M. Shinohara, and T. Yamada, 2016, Outline of Seafloor Observation Network for Earthquakes and Tsunamis along the Japan Trench (S-net), EGU General Assembly 2016, EGU2016-13832.

5.5) Mochizuki, M., T. Kanazawa, K. Uehira, T. Shimbo, K. Shiomi, T. Kunugi, S. Aoi, T. Matsumoto, S. Sekiguchi, N. Yamamoto, N. Takahashi, M. Shinohara, and T. Yamada, 2016, S-net project: Construction of large scale seafloor observatory network for tsunamis and earthquakes in Japan, AGU Fall Meeting, NH43B-1840.

5.6) Sladen, Anthony, et al. "Distributed sensing of earthquakes and ocean-solid Earth interactions on seafloor telecom cables." *Nat. Commun.* 10.1. 1-8 (2019).

5.7) Williams, Ethan F., et al. "Distributed sensing of microseisms and teleseisms with submarine dark fibers." *Nat. Commun.* 10.1. 1-11 (2019).

5.8) Lindsey, Nathaniel J., T. Craig Dawe, and Jonathan B. Ajo-Franklin. "Illuminating seafloor faults and ocean dynamics with dark fiber distributed acoustic sensing." *Science* 366. 6469. 1103-1107 (2019).

5.9) Rivet, Diane, et al. "Preliminary assessment of ship detection and trajectory evaluation using distributed acoustic sensing on an optical fiber telecom cable." *The Journal of the Acoustical Society of America* 149. 4. 2615-2627 (2021).

5.10) Cheng, Feng, et al. "Utilizing distributed acoustic sensing and ocean bottom fiber optic cables for submarine structural characterization." *Scientific reports* 11. 1. 1-14 (2021).

5.11) Matsumoto, Hiroyuki, et al. "Detection of hydroacoustic signals on a fiber-optic submarine cable." *Scientific reports* 11. 1. 1-12 (2021).

5.12) I. Lior, A. Sladen, D. Rivet, J.-P. Ampuero, Y. Hello, C. Becerril, et al. "On the detection capabilities of underwater distributed acoustic sensing." *Journal of Geophysical Research: Solid Earth*, 126, e2020JB020925 (2021).

5.13) Trafford, Andrew, et al. "Distributed acoustic sensing for active offshore shear wave profiling."

Scientific Reports 12. 1. 1-11 (2022).

5.14) M. Shinohara, T. Yamada, S. Sakai, H. Shiobara, and T. Kanazawa, "Development and installation of new seafloor cabled seismic and tsunami observation system using ICT." OCEANS 2016 MTS/IEEE Monterey, 1-4, (2016).

5.15) M. Shinohara et al., "Distributed Acoustic Sensing measurement by using seafloor optical fiber cable system off Sanriku for seismic observation." OCEANS 2019 MTS/IEEE SEATTLE, Seattle, WA, USA, 1-4 (2019).

5.16) Z. J. Spica, K. Nishida, T. Akuhara, F. Pétrelis, M. Shinohara, and Tomoaki Yamada, "Marine Sediment Characterized by Ocean-Bottom Fiber-Optic Seismology." Geophysical Research Letters 47, 16 (2020).

5.17) Shinohara, M., T. Yamada, T. Akuhara, K. Mochizuki, and S. Sakai, "Performance of seismic observation by distributed acoustic sensing technology using a seafloor cable off Sanriku, Japan." Front. Mar. Sci., 9:844506 (2022).

5.18) Shinohara, M., T. Yamada, K. Uehira, S. Sakai, H. Shiobara, and T. Kanazawa, "Development and operation of an Ocean Bottom Cable Seismic and Tsunami observation system (OBCST) in the source region of the Tohoku-oki earthquake." Earth Space Sci., 8, 3, e2020EA001359 (2021).

5.19) Shun Fukushima, Masanao Shinohara, Kiwamu Nishida, Akiko Takeo, Tomoaki Yamada, Kiyoshi Yomogida, "Detailed S-wave velocity structure of sediment and crust off Sanriku, Japan by a new analysis method for distributed acoustic sensing data using a seafloor cable and seismic interferometry." Earth Planets and Space, 74, 92 (2022).

5.20) 田中伸一、宮川幸治、八木健夫、荻野泉、山田知朗、酒井慎一、ト部卓、篠原雅尚 "三陸沖光ケーブル式海底地震・津波観測システム釜石陸上局舎の再建" 東京大学地震研究所技術研究報告, No. 20, 25-33頁, 2014年

https://www.eri.u-tokyo.ac.jp/people/miyakawa/documents/TechReport_2015_Kamaishi.pdf cited Dec. 23rd, 2022

5.21) 気象庁震度データベース検索

<https://www.data.jma.go.jp/svd/eqdb/data/shindo/index.html> cited Dec.29th, 2022

5.22) F. Cholette, "Keras," GitHub (2021)

<https://github.com/fchollet/keras>. cited Dec. 23rd, 2022

第6章 結論および今後の課題

6.1 結論

本研究では広範囲を監視し、自動で異常を検知するシステムとして、特に海底地震の観測を目的とした DAS システムの社会実装を目指し、社会実装に向けた課題を考え、解決方法の検討を行い、下記の知見を得た。

第3章「DAS におけるノイズの低減」では、DAS 測定 of 課題である光量低下によるノイズについて考察と実験を行った。入射光と後方散乱光に対して双方向の光増幅器による光量回復を行い、それに伴う位相差雑音の変化を実験から求めた。入射光の強度を上げていくと非線形光学効果によるノイズの増大を確認した。非線形効果を調べるために光スペクトラムアナライザを使用して、入射光のスペクトルを調べたところ、距離によって分散の度合いが変化していることを確認したため、自己位相変調が起きていることがわかった。非線形光学効果の閾値を超えない程度に入射光の強度を増幅し、帰路の光増幅器を調整することで、全体の平均位相差雑音を 40%程度まで抑制することに成功した。複数の双方向増幅器を導入することで、さらに長距離測定が可能になると期待される。しかしながら帰路の光増幅器による自然放出光と局所発信光のビート雑音が主な雑音になるため、双方向光増幅器の個数を増やしすぎても雑音が大きくなる可能性がある。平均位相差雑音を最小にするような最適化として、得られた位相差雑音分布を利用し複数の双方向光増幅器におけるシミュレーションを行った。例として測定長 300 km のときにおける最適な双方向光増幅器間の距離を求めた。本研究の環境では双方向光増幅器が 3 つで間隔が 75 km になるときに平均位相差雑音が最小になることが計算から求めた。実際のシステムにおいては接続損失や、SN 比とファイバ位置の非線形性を考慮しないといけないが、システム設計の見積としては有用であると考えられる。

第4章「DAS データにおける異常検知手法検討」では、DAS データにおける異常検知手法、特に海底ケーブルを使用した地震検知について検討した。DAS データの異常検知において、場所により SN 比や応答が異なることや、大量のデータの処理、DAS データの強みである多点測定データの活用などを考慮して新しい地震検知手法を考えた。地震検知手法として限定的な帯域のスペクトル強度分布におけるハフ変換と F-k 空間図における CNN について検討した。ハフ変換については、場所によってデータの SN が悪い部分があっても広範囲のデータ使用することで直線を検知できるメリットがある。また F-k 空間図における CNN については、データの SN が悪くても周波数×波数領域で振動の分類を行えるというメリットがある。

第5章「海底光ケーブルを用いた地震観測」では、東京大学地震研究所により平成8年

に設置された三陸沖光ケーブル式海底地震・津波観測システムの予備ファイバを用いて、2019 年 11 月 18 日から 12 月 2 日に行われた DAS 測定データを解析し、第 4 章で検討した異常検知手法の適用性を検証した。DAS を用いることで、地震だけでなく、船や脈動などの現象も観測することができた。また DAS は空間的に振動を観測できるため、波の分散、速度などの解析を詳細に行うことができた。DAS 測定データに対して第 4 章で検討したハフ変換による地震検知と CNN による地震検知の適用性を検証した。全測定期間でハフ変換により 700 の地震を検知し、CNN により 544 の地震を検知することができた。また 2 つの手法により 782 もの地震を検知することができた。また開発した 2 つの手法を S-net の海底地震計と比較すると、同時に検知できたものが 70%程度であり、同程度の検知数、精度であった。そのため DAS と開発した 2 つの異常検知手法は、従来の地震観測システム同様、海底地震観測において有用であると示すことができた。開発した 2 つの異常検知手法と従来の海底地震計と検知方法には、それぞれ検知可能な振動や環境があり、相補的に使うことでより広範囲で精度の高い地震検知や地震の解析ができることを示した。

以上の検討により、DAS の社会実装の一つである海底地震観測の可能性を示すことができた。双方向光増幅器を用いたノイズの低減と、長距離での DAS 測定の設計について最適化方法を示すことに貢献した。また地震検知手法についてハフ変換と F-k 空間スペクトルにおける CNN を提案した。実際のデータを使用して適用性を検証し、海底地震観測システムとして有効であることを示すことができた。

特に日本においては東日本大震災や南海トラフなど海底の活断層による地震の監視は非常に重要である。DAS は光ファイバケーブルさえあれば、長距離に渡って線で測定できるため、次世代の地震観測網として期待されている。本研究における検討が数百 km もの長距離での地震検知システム実現に向けた礎となることを期待するとともに、光ファイバセンサ技術の発展を願う。

6.2 今後の課題

- ・実際に複数の双方向光増幅器を使用した数百 km の地震観測と異常検知手法の適用性検証
- ・WDM 技術を利用した DAS と WDM 用の双方向光増幅器の検討
- ・海底地震観測に最適な光ファイバの被覆やケーブルの検討
- ・応答性を改善するような敷設方法や構造の検討
- ・日本における DAS 地震観測網の実現

付録について

本稿では光ファイバ分布型音響センサの社会実装として、海底地震観測について検討した結果について述べた。以下の付録では海底地震観測以外の社会実装の例として、検討した取り組みについて説明する。付録 1 は建築物の既存光ファイバを活用した地震観測について検討した結果をまとめた。また付録 2 は DAS をマイクロフォンアレイとして適用性を検証したのでその結果を示す。

付録1 建築物の既存光ファイバを用いた DAS による地震観測

本章では建築物の既設光ファイバを利用することで、DAS による地震観測を行った。また地震発生時のひずみ速度スペクトル強度を観測することで、場所ごとの揺れやすさを評価した。

2019 年 12 月 13 日から 20 日に静岡大学の静岡キャンパスにある通信用光ファイバの空芯を利用して測定を行った。図 A1-1 に DAS 測定に用いた静岡大学静岡キャンパスの既設通信用光ファイバケーブル経路を示す。光ファイバケーブルは光コネクタにより接続されている。行きと戻りを光ケーブルで接続することで伝送路とし、新たな敷設工事なしで広い範囲の測定を可能とした。光ファイバは建物や共同溝、陸橋など様々な場所を通っており、その場所ごとに置かれた環境が違うため得られる振動の応答が異なっている。図 A1-2 に通信ケーブルが収められた地下の共同溝 (a) と陸橋 (b) の写真を示す。

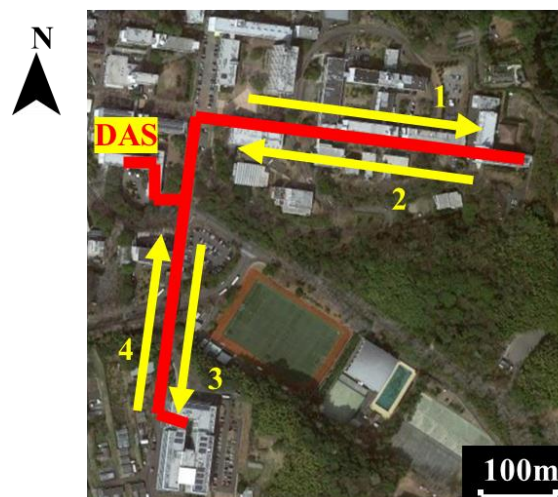


図 A1-1 DAS 測定に用いた静岡大学静岡キャンパスの既設通信用光ファイバケーブル経路



図 A1-2 (a) 通信ケーブルが収められた地下の共同溝 (b) 陸橋

使用した DAS は AP Sensing 社製の N5200A である。測定に使用した光ファイバの全長は約 2.3 km の長さであった。測定周波数は 500 Hz でサンプル間距離は 1.25 m、空間分解能であるゲージ長は 5 m であった。

図 A1-3 に地震発生時（2019 年 12 月 14 日 3:24）のひずみ速度スペクトル強度 (0–20Hz) の分布を示す。場所ごとに地震の振動によるひずみ速度が観測された。図 A1-4 に (a)通常時と (b)地震発生時のひずみ速度スペクトル強度を示した。地震発生時西側の南北に伸びた道路が良く振動しており、中でも振動が大きい場所は陸橋であった。さらに陸橋付近で取得された地震発生時の位相差をひずみ速度に変換し、静岡大学付近にある F-net 広帯域地震観測網の地震速度計（中伊豆、富士川、金谷）のデータと比較した^{A.1)}。図 A1-5 に地震による場所ごとの震度と、震源地、静岡大学、F-net 広帯域地震観測網の地震計の位置を示す^{A.2)}。観測した地震は震源が伊豆大島近海で深さ 33.32 km、M4.3 であった。図 A1-6 F-net 地震計（南北方向）と DAS における 2019 年 12 月 14 日 3:24 に発生した地震観測データを示す。同じ物理量でないため絶対値の比較はできないが、似た波形の振動が得られた。得られた地震波形から P 波と S 波の到達時刻を算出し比較した。表 A1-1 に F-net 地震計と DAS における地震源からの距離、P 波速度、S 波速度、測度比を示す。観測場所ごとに地震の伝わる経路が異なるので、完全に同じ値にはならないが DAS と地震計から導かれた速度はほぼ近い値を示した。

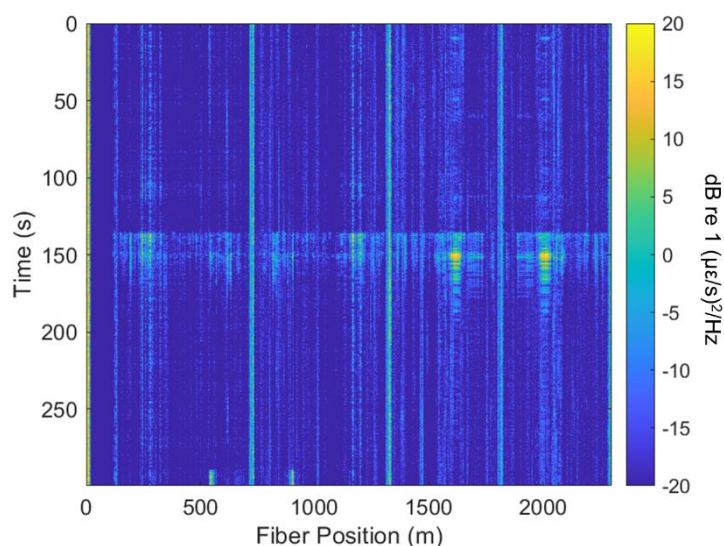


図 A1-3 地震発生時（2019 年 12 月 14 日 3:24）のひずみ速度スペクトル強度 (0–20Hz)

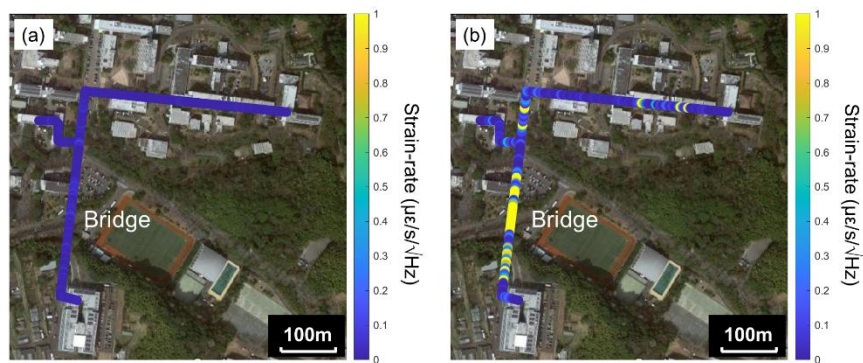


図 A1-4 通常時と地震発生時の場所ごとのひずみ速度スペクトル強度

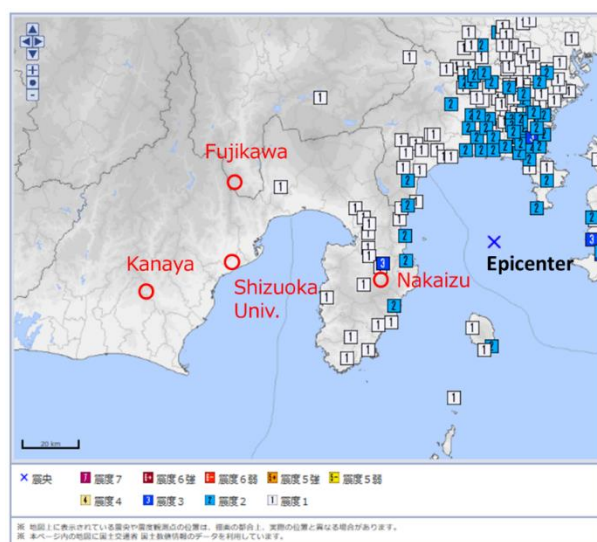


図 A1-5 2019 年 12 月 14 日 3:24 に発生した地震による場所ごとの震度と、震源地、静岡大学、F-net 広帯域地震観測網の地震計の位置 ^{A.2)}

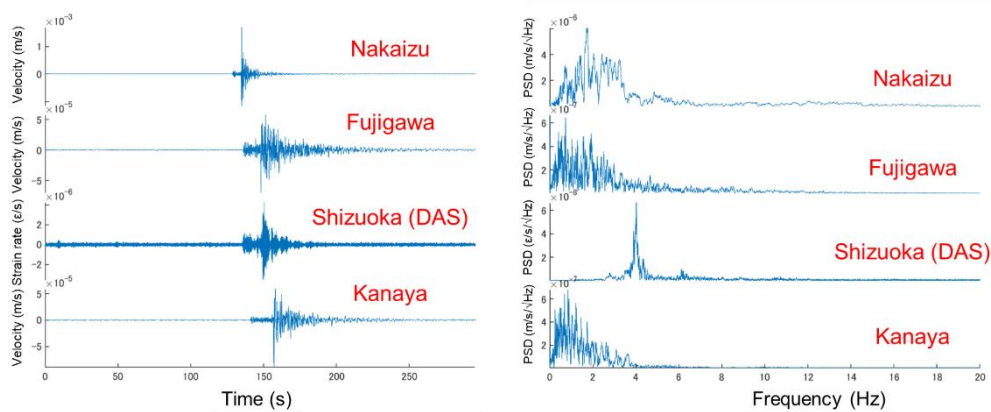


図 A1-6 F-net 地震計と DAS における
2019 年 12 月 14 日 3:24 に発生した地震観測データ

表 A1-1 F-net 地震計と DAS における地震源からの距離、P 波速度、S 波速度、速度比

	Nakaizu	Fujigawa	Shizuoka (DAS)	Kanaya
Distance from the epicenter (km)	54.8	102.2	99.1	132.1
P-wave velocity (km/sec)	6.10	6.28	5.96	6.22
S-wave velocity (km/sec)	3.38	3.56	3.20	3.47
P-wave/S-wave	1.808	1.764	1.861	1.793

図 A1-7 に静岡大学付近の表層地盤増幅率マップを示す^{A.3)}。表層地盤増幅率とは、地表面近くに堆積した地層の地震時の揺れの大きさを数値化したもので、地震に対する地盤の弱さを示す。数値が大きいほど地盤は弱く揺れは大きくなる。地震ハザードステーションのデータは、微地形区分から算出された表層地盤の層厚 30 m の平均 S 波速度を用いたものであり、工学的基盤 ($V_s=400\text{m/s}$) から地表に至る最大速度の増幅率を示したものである。公表されているものは約 250 m 四方単位に細分化した数値である。このマップに対して DAS で測定した地震発生時のひずみ速度スペクトル強度を比較した。図 A1-8 に地震発生時の DAS ひずみ速度スペクトル強度と地盤増幅率マップを示す。西側の表層地盤増幅率は東側に比べて高く、DAS によるひずみ速度スペクトル強度も高い。地震発生時の DAS ひずみ速度データを使用することで、表層地盤増幅率マップを補間するような、より詳細な揺れやすさのマップを作成することができる可能性を示すことができた。

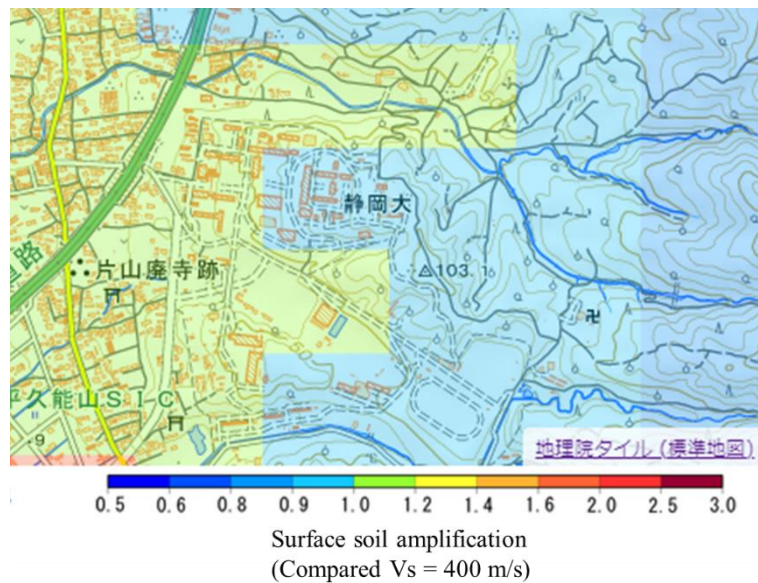


図 A1-7 静岡大学付近の地盤増幅率マップ^{A.3)}

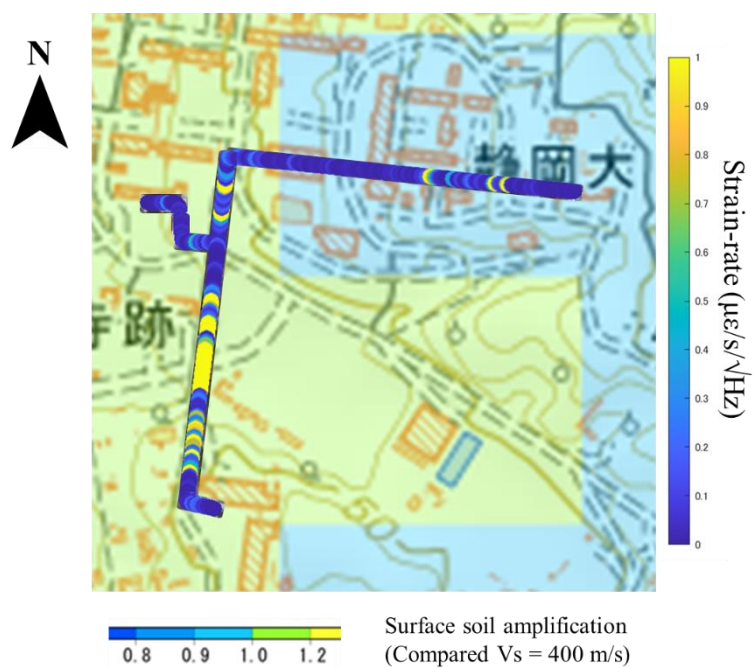


図 A1-8 地震発生時の DAS ひずみ速度スペクトル強度と地盤増幅率マップ

参考文献

A.1) F-net 広帯域地震計データ

<http://www.data.jma.go.jp/svd/eqdb/data/shindo/index.html> cited 29th Dec.

A.2) 気象庁 震度データベース検索

<https://www.data.jma.go.jp/eqdb/data/shindo/index.html> cited 29th Dec.

A.3) J-SHIS 地震ハザードステーション

<https://www.j-shis.bosai.go.jp/map/> cited 29th Dec.

付録2 DAS を利用したマイクロフォンアレイによる音源定位実験

本章では DAS の応用としてマイクロフォンアレイへの適用性検証の結果を示す。マイクロフォンアレイは複数のマイクを使用することで、ビームフォーミングによるノイズ低減や、音源定位、音源分離、音源追跡などを行うことである。応用として例えば電車の騒音発生箇所の特定に利用される。マイクロフォンは 1 個につき信号線と電源供給の電線が必要のため、複数個使用する場合には設置が煩雑になる。DAS は 1 本の光ファイバで長距離の振動測定ができるため、マイクロフォンアレイの取り回しが良くできるというメリットがある。DAS を用いた空中音波の観測として、中空のシリンダー構造に光ファイバを巻き付けたものを光ファイバマイクロフォンとしてドローンの音源追跡を行った研究がある^{A2-1)}。この実験では半径 25.4 mm のシリンダーに 60 m の光ファイバを巻き付けたセンサコイルを 4 つ使用して音源追跡実験を行った。センサコイルの音圧に対する感度は、音圧によるシリンダーの変形から導かれる。シリンダーの外半径 R の変化 δR は

$$\delta R = \frac{PR}{E_c} \left(\frac{R^2 + r^2}{R^2 - r^2} - \nu_c \right) \quad (\text{A2.1})$$

と表せる。ここで P : 音圧、 E_c : シリンダーのヤング率、 r : 内半径、 ν_c : シリンダーのポアソン比である。シリンダーの変形に伴いファイバの長さも変化する。ファイバの長さの変化 δL は

$$\delta L = 2\pi N_{\text{roll}} \delta R = \frac{L}{R} \delta R \quad (\text{A2.2})$$

と書ける。ここで N_{roll} : ファイバの巻き数である。ここで DAS が観測するファイバ長の変化に伴う位相差 $\delta\phi$ は

$$\delta\phi = \delta L \frac{2\pi}{\lambda} \left\{ n - \frac{1}{2} n^3 [-\nu_0 p_{11} + (1 - \nu_0) p_{12}] \right\} \quad (\text{A2.3})$$

となる。これによりセンサコイルの音圧に対する感度 S は

$$S = \frac{\delta\phi}{P} \quad (\text{A2.4})$$

と定義する。文献では 60 m の光ファイバで -100 dB re.1rad/ μ Pa 程度の感度であった。これは 20 μ Pa の音圧で 0.3 mrad 程度の位相差が発生する計算である。

図 A2-1 に本実験で使用したセンサコイルとアレイを示す。使用した光ファイバはナイロン被覆のシングルモードファイバであり、外半径 39 mm、外半径 39.3mm の PVC の円筒形容器に両面テープで 6 m 巻きつけた。センサコイルは 64 個作成し、センサ間は干渉を防ぐため 6 m 離れた。センサコイルは 8×8 のマトリックスを形成し、横約 250 mm 縦約 150 mm 間隔で配置した。センサコイルは光ファイバの先端からセンサ番号#1 とし DAS 測定器に一番近いセンサを#64 とした。式 A2.1 から A2.4 により作成したセンサコイルの理論感度を求めた。求めた理論感度は -120 dB re.1rad/ μ Pa であった。PVC 円筒容器のヤング率は 3.53 GPa、ポアソン比は 0.32 とした。

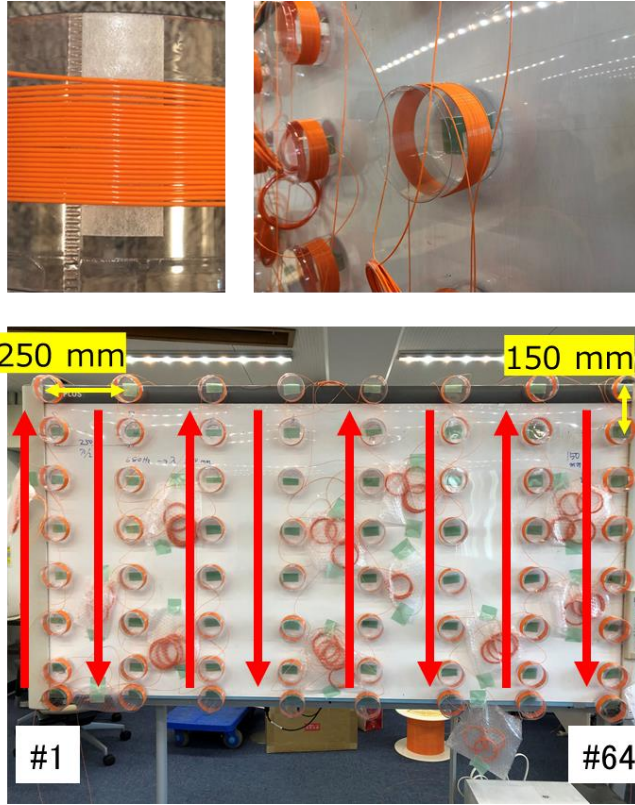


図 A2-1 実験で使用したセンサコイル(上左、上右)とアレイ(下)

まずスピーカを使用してセンサコイルの DAS 測定距離上の位置確認を行った。図 A2-2 (a)は測定した時系列のひずみスペクトル密度である。また図 A2-2 (b)は時系列ひずみスペクトル密度を積分したものである。センサコイル#1 から#64 にまで音波を与え、その強度がピークとなるところを DAS の上センサ位置とした。

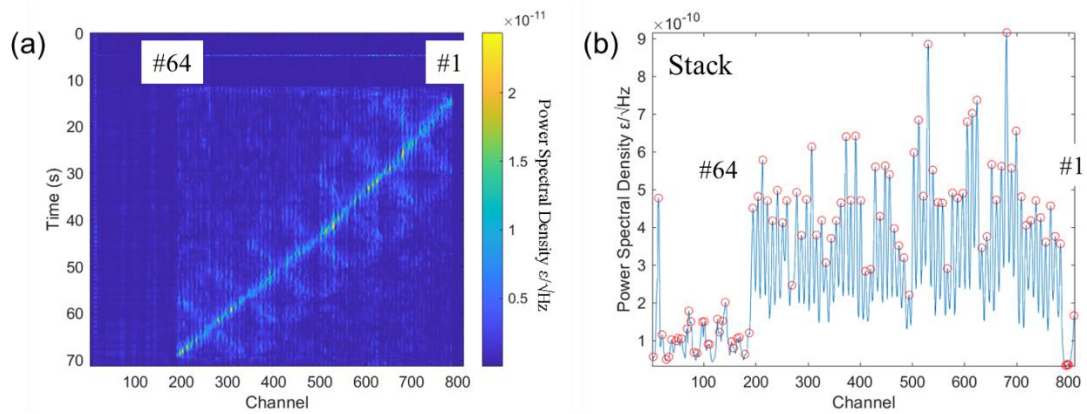


図 A2-2 センサコイルの DAS 測定距離上の位置確認

(a) 時系列ひずみスペクトル密度分布 (b) (a)の時間積分

次にセンサコイルの感度を測定するため図 A2-3 のように 4m 離れたスピーカから 680 Hz の音波を与えた。騒音計により音圧を測定し、得られた位相差により感度を計算した。図 A2-4 にセンサコイル#1 により測定したひずみを示した。ひずみは DAS により測定したひずみ速度を積分し 580–780 Hz でフィルタ処理した。得られた位相差からセンサコイルごとの感度を計算した。図 A2-5 にセンサコイルごとの感度を示す。点線は理論値である。センサコイルは巻き方や音波の当たり方などから感度がバラバラである。理論値と比較すると 1/3 から 3 倍程度の差があることがわかった。

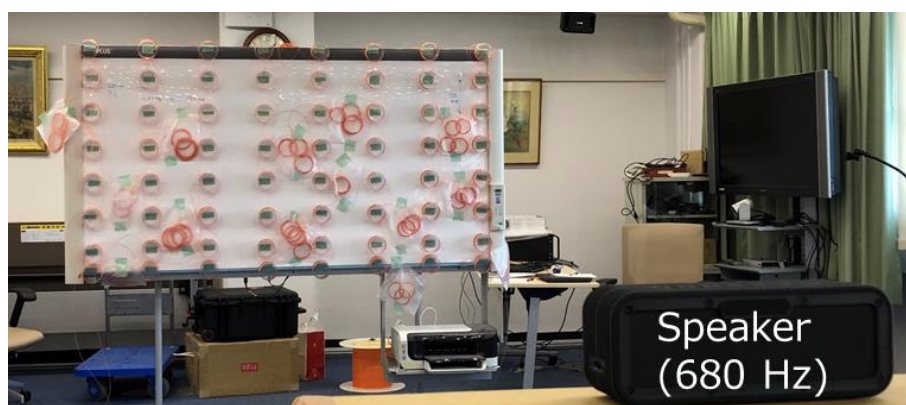


図 A2-3 スピーカによる音波実験の様子

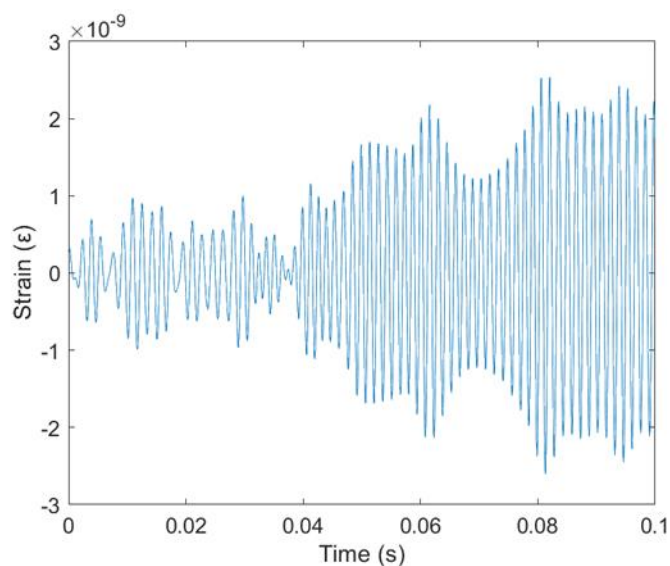


図 A2-4 センサコイル#1 により測定したひずみ (580–780 Hz)

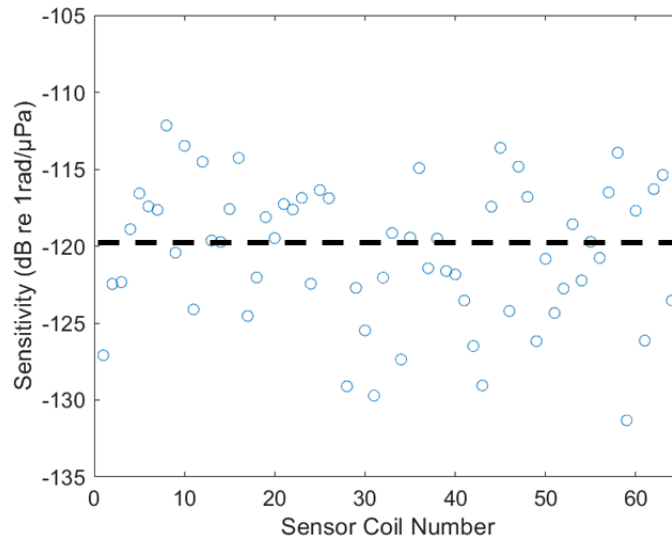


図 A2-5 センサコイルごとの感度 点線は理論値

図 A2-6 に音源定位実験でのスピーカの位置を示す。音源定位実験ではスピーカの位置を 3 パターンで変化した。アレイの中心を原点とすると、xyz 座標でスピーカ位置 1(0, 4, -0.54)、スピーカ位置 2 (1.4, 4, -0.54)、スピーカ位置 3 (0, 4, -0.14)であり、 $\theta\phi$ 座標でスピーカ位置 1 ($0^\circ, 7.8^\circ$)、スピーカ位置 2 ($22.6^\circ, 7.8^\circ$)、スピーカ位置 3 ($0^\circ, 2^\circ$)である。

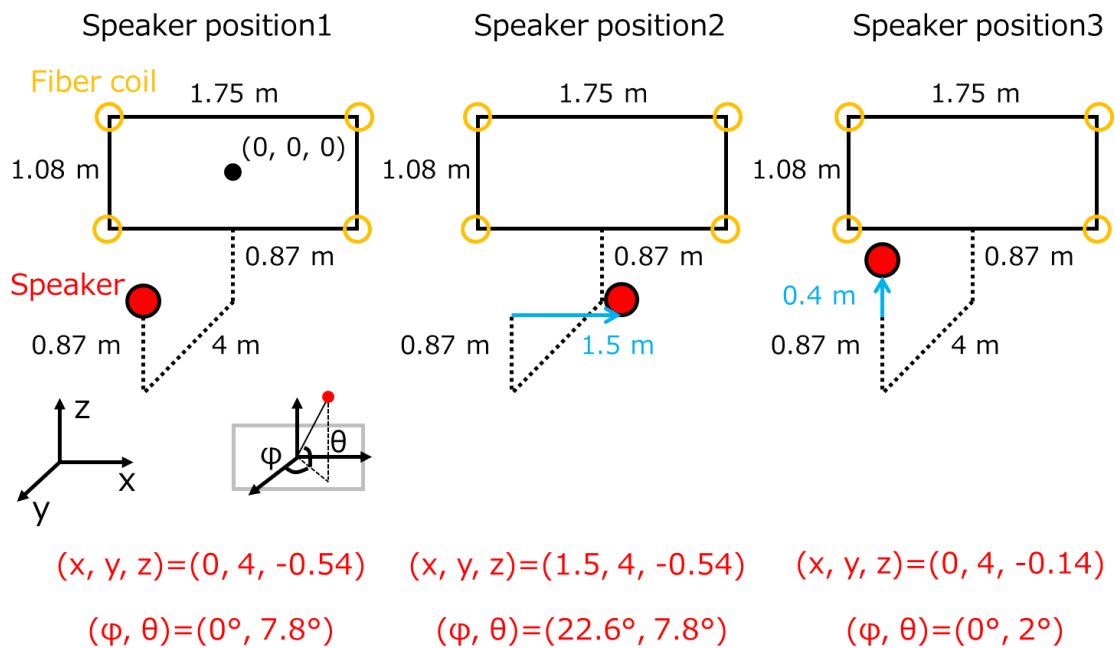


図 A2-6 音源定位実験でのスピーカの位置

図 A2-7(a)にスピーカ位置 1 におけるセンサ間の位相差マップを示す。センサ間の位相差

は DAS により得られたひずみに対して相互相関をとることにより求めた。位相差は $-\pi$ から π なのでセンサ間によっては $|\pi|$ 以上の位相差となり、位相アンラッピングが必要となる。近いセンサ番号は距離的に近いので、近接の差分が $|\pi|$ 以上ならばアンラップとした。図 A2-7 (b)に位相アンラッピングにより回復した位相差マップを示す。場所によっては低 SN 比により位相アンラッピングに失敗している所がある。音源の位置を調べるために、ある音源位置に対する位相差マップを計算し、DAS 測定により得られた位相差マップと比較することで、音源定位を行った。位相差マップの測定値と理論値の二乗誤差をとり、最小となる音源位置を探した。二乗誤差の合計をとる際に、相互相関係数が小さい点は無視するように二乗誤差に相互相関係数を乗じた。図 A2-8 にスピーカ位置ごとの DAS 測定により得られた位相差マップと、実際のスピーカ位置情報により計算から求めた位相差マップを示した。DAS 測定により得られた位相差マップから導かれた音源位置はスピーカ位置 1 (0, 4, -0.69)、スピーカ位置 2 (1.5, 4.8, -0.81)、スピーカ位置 3 (0, 4, -0.15)であり、実際のスピーカ位置とは数十 cm から 1 m 程度の誤差があった。これは SN 比や壁、天井、床からの反射の影響が考えられた。

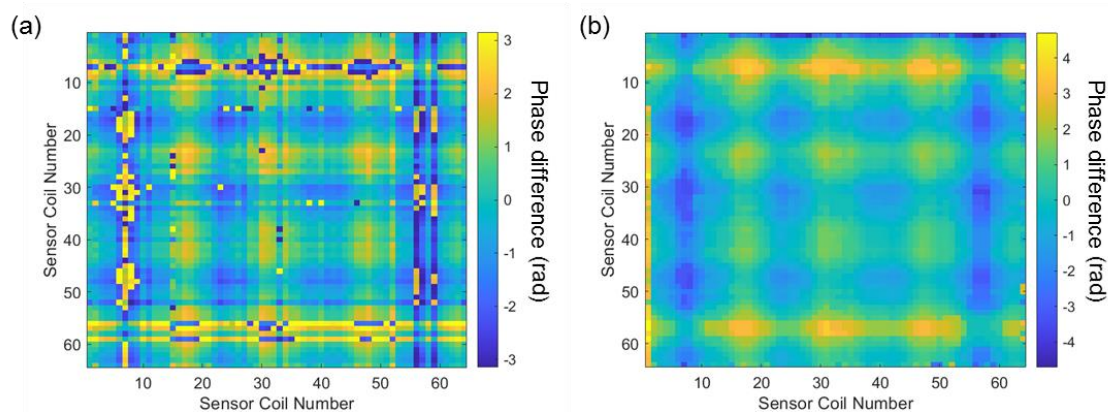


図 A2-7 (a)スピーカ位置 1 におけるセンサ間の位相差マップ
(b)位相アンラッピングにより回復した位相差マップ

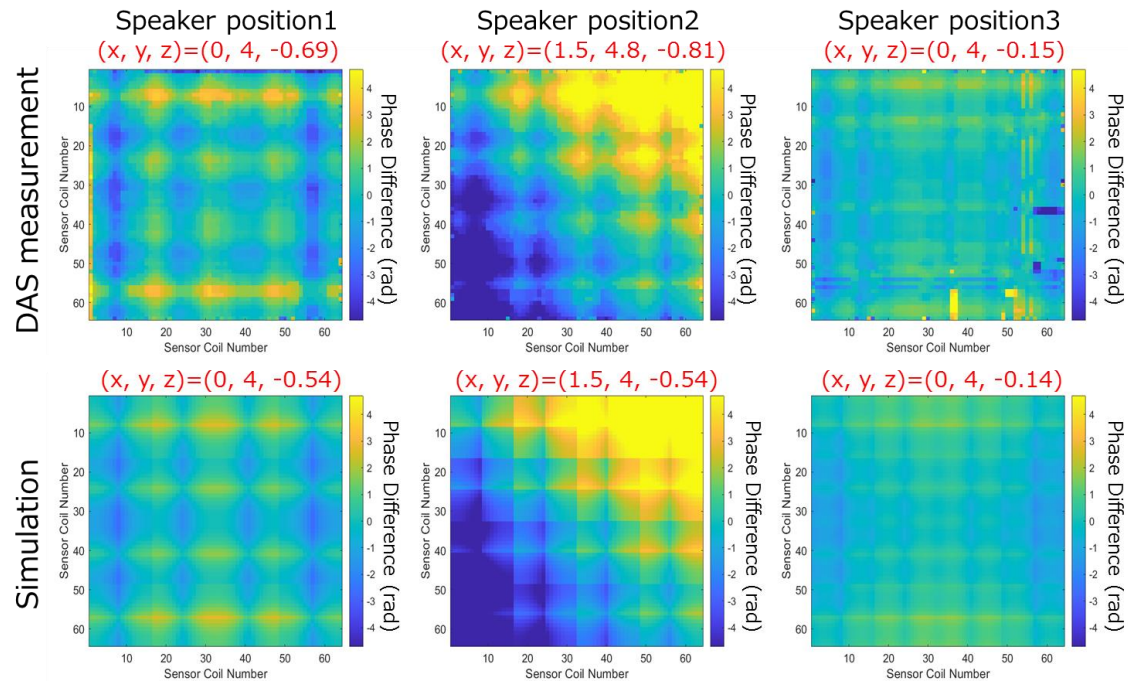


図 A2-8 スピーカ位置ごとの DAS 測定により得られた位相差マップ(上)と
実際のスピーカ位置情報により計算から求めた位相差マップ(下)

次に遠方音響ホログラフィにより音源方位を求めた。図 A2-9 に遠方音響ホログラフィによる音源方位確率マップの作成説明図を示す。遠方音響ホログラフィは相互相関関数から相関係数 c_k と位相差 ψ_k から複素指数関数 ($c_k \exp(i\psi_k)$) マップを作り、二次元フーリエ変換することにより音源の確率分布を作成する方法である。音源定位のときはセンサ間の相互相関を求めたが、ここでは 680 Hz の正弦波とセンサの相互相関を使用した。

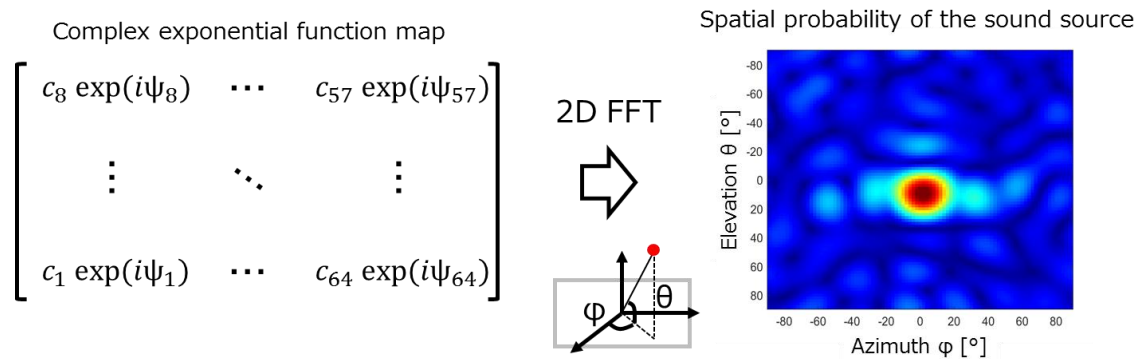


図 A2-9 遠方音響ホログラフィによる音源方位確率マップの作成

図 A2-10 にスピーカ位置ごとの DAS 測定による音源方位確率マップと実際の音源方位を示す。分解能を上げるために 2 次元フーリエ変換する際、ゼロパディングを行った。得られ

た音源方位確率マップは実際の音源方位とほぼ同じであった。音源の他に左右上下に強度が出るのは壁、天井、床からの反射の影響と考えられる。また図 A2-11 に感度による補正を示す。音源の方位にあまり変化はなく、反射の影響が若干変化した程度であった。これは元々の感度の差が少ないことと、SN 比が大きいことが原因であると考えられる。

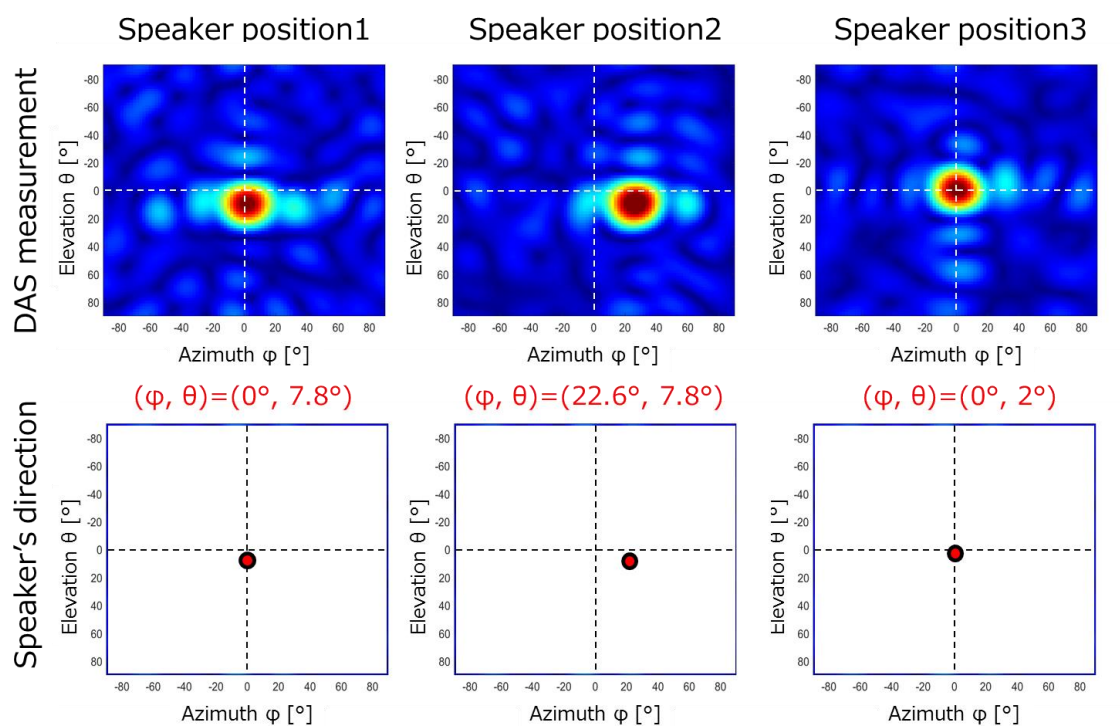


図 A2-10 スピーカ位置ごとの DAS 測定による音源方位確率マップ (上)と
実際の音源方位 (下)

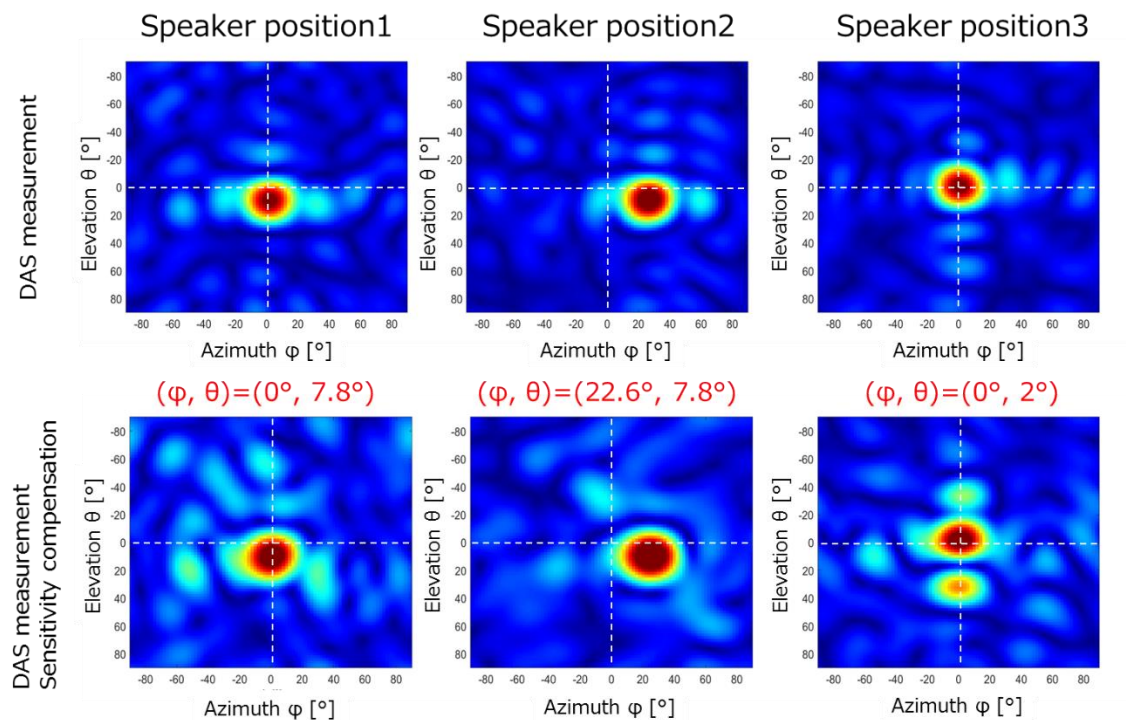


図 A2-11 スピーカ位置ごとの DAS 測定による音源方位確率（上） 感度による補正（下）

DAS によるマイクロフォンアレイへの適用性検証のため、6 m の光ファイバを円筒容器に巻き付けたセンサコイルによるアレイを作成し、音源定位実験を行った。作成したセンサコイルの理論感度は-120 dB 1re. 1 rad/ μ Pa であり、実際の感度はその 1/3 から 3 倍程度であった。音源の正確な位置に対しては数十 cm から 1 m 程度の誤差があった。音源の方位については角度が数度程度のずれであった。実験結果から簡易的なセンサコイルでも、ある程度の音源定位が可能であることを示すことができた。

参考文献

A2-1) Fang, Jian, et al. "Drone Detection and Localization using Enhanced Fiber-Optic Acoustic Sensor and Distributed Acoustic Sensing Technology." *Journal of Lightwave Technology* (2022).

関連発表

1. 査読付き論文

Takahiro Arioka and Kentaro Nakamura, "Reduction in differential phase noise of distributed acoustic sensing with bidirectional amplifier." *Opt. Continuum* 1, 1375-1383 (2022).

Takahiro Arioka and Kentaro Nakamura, "Seismic Detection with Distributed Acoustic Sensor using Convolutional Neural Network in Frequency Wavenumber Spectrum." *Appl. Opt.* 62(2), 447-454 (2023).

2. 国際会議発表

Arioka, Takahiro, and Kentaro Nakamura. "Structural Health Monitoring using a Distributed Acoustic Sensor with Existing Communication Cable." *SENSORNETS 2022* 22-3 (2022).

Arioka, Takahiro, and Kentaro Nakamura. "Seismic Detection via Distributed Acoustic Sensing with Hough Transform." *Optical Fiber Sensors*. Optica Publishing Group (2022).

3. 国内会議・研究会発表

有岡孝祐, 中村健太郎. "既設通信ケーブルを用いた光ファイバ分布型音響センサによる振動測定." 応用物理学会学術講演会講演予稿集 第 68 回応用物理学会春季学術講演会. 公益社団法人 応用物理学会 (2021).

有岡孝祐, 中村健太郎, 光ファイバ分布型音響センサによる画像認識技術を応用した地震検知の検討, 応用物理学会第 65 回光波センシング技術研究会講演論文集, LST65-14, pp.81-88, July (2021).

有岡 孝祐, 中村健太郎, 光ファイバ式分布型音響センサによる地震波データの解析, 信学技報, US2022-34, pp. 29-33, August (2022).

謝辞

本論文は、筆者が富士通研究所において 2018 年から 2022 年まで取り組んできた研究の成果を取りまとめたものであります。

本論文をまとめるにあたり、ご指導とご高配を賜りました東京工業大学 科学技術創成研究院 未来産業技術研究所 中村 健太郎 教授、沖野 晃俊 准教授、徳田 崇 教授、宮本 智之 准教授、西村 康志郎 准教授に厚く御礼申し上げます。また和田 有司 助教、東 真由美様、研究室の学生の皆様に深く感謝いたします。

釜石における実験は東京大学地震研究所篠原雅尚教授の御協力により実現されたものです。また比較として国立研究開発法人防災科学技術研究所地震津波火山ネットワークセンターの日本海溝海底地震津波観測網 (S-net)の地震計のデータを使用しました。この場を借りて深く御礼申し上げます。

静岡大学での実験につきましては静岡大学情報基盤センター様および防災総合センター様の御協力により実現されたものです。また比較の地震データとして防災科学技術研究所様の F-net 広帯域地震計のデータを使用させていただきました。この場を借りて深く御礼申し上げます。

ワイケー技研 久保田 俊輔 様には実験装置から測定のアドバイスまで、様々なご協力頂きました。心より御礼申し上げます。

最後に、本研究の遂行並びに執筆にご協力いただきました皆様に深く感謝致します。

2023 年 1 月

有岡 孝祐